

# Universidad de Alcalá

## Escuela Politécnica Superior

GRADO EN INGENIERÍA EN SISTEMAS DE  
TELECOMUNICACIÓN



**Trabajo Fin de Grado**

“ ESTUDIO DE LA MÉTRICA CÚBICA EN  
SISTEMAS MULTIPORTADORA ”

**Autor:** SERGIO GARCÍA OLMO

**Tutor/es:** JOSÉ BIENVENIDO SÁEZ LANDETE

2014

UNIVERSIDAD DE ALCALÁ

Escuela Politécnica Superior

**GRADO EN INGENIERÍA EN  
SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN**

Trabajo Fin de Grado

**“ Estudio de la métrica cúbica en sistemas multiportadora ”**

Autor: D. Sergio García Olmo

Director: D. José Bienvenido Sáez Landete

TRIBUNAL:

Presidente: D. Pedro Amo López

Vocal 1º: D. Sancho Salcedo Sanz

Vocal 2º: D. José Bienvenido Sáez Landete

CALIFICACIÓN: .....

FECHA: .....



A mi mujer Susana y a mi hija Vera

Por el tiempo que pasaremos juntos





## Índice general

<b>Índice general</b>	pág. 5
<b>Lista de figuras</b>	pág. 7
<b>Lista de tablas</b>	pág. 9
<b>Resumen</b>	pág. 11
<b>Abstract</b>	pág. 13
<b>1. Introducción</b>	pág. 15
Objetivos del proyecto	pág. 15
<b>2. Sistemas multiportadora</b>	pág. 19
Generaciones de telefonía móvil	pág. 19
<i>Generación 0</i>	pág. 19
<i>Primera generación</i>	pág. 19
<i>Segunda generación</i>	pág. 20
<i>Tercera generación</i>	pág. 21
<i>Cuarta generación</i>	pág. 21
<i>Quinta generación</i>	pág. 23
LTE	pág. 24
OFDM	pág. 26
OFDMA	pág. 28
SC-FDMA	pág. 29



<b>3. PAPR y CM</b>	pág. 31
Distribución de energía	pág. 31
PAPR	pág. 32
CM	pág. 35
<b>4. Amplificadores de alta potencia</b>	pág. 41
Modelos de HPA	pág. 41
<i>Modelo de Saleh</i>	pág. 42
<i>Modelo de Ghorbani</i>	pág. 43
<i>Modelo de White</i>	pág. 43
<i>Modelo de Rapp</i>	pág. 44
Modelo de Rapp	pág. 44
<b>5. Técnicas de reducción</b>	pág. 47
Clipping and Filtering	pág. 47
Tone Injection	pág. 48
Tone Reservation	pág. 49
Selective Mapping	pág. 50
Interleaving	pág. 51
Partial Transmission Sequence	pág. 52
<b>6. Simulación del sistema</b>	pág. 55
Descripción del sistema simulado	pág. 55
PTS con 256QAM y M=4 subbloques	pág. 62
PTS. Comparación entre 4 y 16 subbloques	pág. 63
PTS con 64QAM y M=16 subbloques	pág. 64
<b>7. Conclusiones</b>	pág. 67
<b>8. Futuras líneas de investigación</b>	pág. 69
<b>Referencias</b>	pág. 71
<b>Apéndice</b>	pág. 76



## Lista de figuras

Fig.1- Señal OFDM con 10 subportadoras	pág. 26
Fig.2- Productos de intermodulación	pág. 32
Fig.3- PAPR. Señal OFDM con 8 subportadoras	pág. 33
Fig.4- PAPR. Señal OFDM con 128 subportadoras	pág. 34
Fig.5- CCDF del PAPR de una señal OFDM	pág. 35
Fig.6- CM. Señal OFDM con 8 subportadoras	pág. 37
Fig.7- CM. Señal OFDM con 128 subportadoras	pág. 37
Fig.8- CCDF del CM de una señal OFDM	pág. 39
Fig.9- Modelo de Rapp según valores de $p$	pág. 45
Fig.10- Modelo de Rapp para $p=3$	pág. 46
Fig.11- Diagrama de bloques de CF	pág. 48
Fig.12- Diagrama de bloques de SLM	pág. 50
Fig.13- Diagrama de bloques de IL	pág. 51
Fig.14- Diagrama de bloques de PTS	pág. 52
Fig.15- PTS con 4 subbloques y modulación 16QAM	pág. 59





Fig.16- PTS con 4 subbloques y modulación 64QAM	pág. 60
Fig.17- PTS con 4 subbloques y modulación 256QAM	pág. 61
Fig.18- Histograma de la señal con 256QAM y M=4 subbloques	pág. 62
Fig.19- CCDF del PAPR y la CM con 64QAM	pág. 63
Fig.20- BER con 64QAM y 16 subbloques	pág. 64



## Lista de tablas

Tabla-1. Velocidad máxima de descarga en LTE	pág. 28
Tabla-2. Tamaño de FFT en función del ancho de banda	pág. 56
Tabla-3. Ganancias obtenidas con PAPR y CM	pág. 66





## Resumen

En el estándar LTE, tradicionalmente se ha usado el parámetro PAPR para medir la pérdida de eficiencia en el amplificador de potencia. Actualmente, se recomienda el uso del parámetro denominado *métrica cúbica* (Cubic Metric, CM) para tal fin.

En trabajos previos se han utilizado técnicas de reducción de la CM, pero no se ha tenido en cuenta la distorsión del amplificador ni se ha comprobado mediante un cálculo de tasa de errores.

El objetivo de este trabajo es comparar ambos parámetros PAPR y CM dentro de un sistema completo, teniendo en cuenta un amplificador y calculando la tasa de errores.

**Palabras clave:** sistema multiportadora, multiplexación ortogonal por división en la frecuencia (OFDM), single-carrier FDMA (SC-FDMA), relación potencia de pico a potencia media (PAPR), métrica cúbica (CM)





## Abstract

Traditionally, in LTE standard the parameter PAPR has been used to measure the power amplifier efficiency loss. Using the named *cubic metric* (CM) parameter for this purpose is recommended currently.

In previous research it has been used techniques to reduce the CM, but neither amplifier distortion was taken into account nor a bit error rate verification.

The aim of this project is to compare both PAPR and CM parameters within a complete system, taking into account an amplifier and the bit error rate.

**Keywords:** multicarrier system, orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), single-carrier FDMA (SC-FDMA), peak-to-average power ratio (PAPR), cubic metric (CM)





# Capítulo 1

## Introducción

### Objetivo del proyecto

Actualmente, la creciente demanda de servicios en comunicaciones móviles exige una continua mejora de la tecnología que la haga posible. Los nuevos estándares de comunicaciones están aumentando vertiginosamente la capacidad de transmisión de información y la eficiencia de los sistemas en general. En este sentido, los sistemas de comunicaciones multiportadora están situándose en una posición privilegiada en los nuevos estándares de comunicaciones móviles (4G y 5G<sup>1</sup>). Esto se debe, entre muchas razones, a la robustez en su funcionamiento y a la eficiencia en la ocupación del espectro. Por otro lado, como un aspecto negativo, este tipo de sistemas requiere la transmisión de señales con fuertes fluctuaciones de potencia.

En comunicaciones móviles, una cuestión clave es la eficiencia en cuanto a consumo de energía, especialmente en sistemas con batería. Uno de los elementos responsables del consumo de energía son los amplificadores de potencia (High Power Amplifier, HPA), los cuales permiten enviar la señal a través de una o varias antenas<sup>2</sup> hacia otro dispositivo o estación base (Base Transceiver Station, BTS).

La eficiencia del amplificador depende de la forma de la señal que amplifique. Si esa señal tiene fuertes fluctuaciones, podrían darse dos opciones dentro del amplificador. La primera sucede cuando si el amplificador no tiene un margen dinámico lo suficientemente grande, la señal a su paso se distorsiona, con la consiguiente pérdida de eficiencia en la capacidad de las comunicaciones. La

---

1 La tecnología 5G aún no es un estándar, pero grupos de trabajo como 5G-PPP ó 5G Forum y empresas como Ericsson, Samsung o Huawei están actualmente trabajando para desarrollar dicho estándar

2 El uso de varias antenas en una misma comunicación es conocido como técnica MIMO (Multiple Input Multiple Output)





segunda opción consiste en aumentar el margen dinámico del amplificador adaptándolo a las fluctuaciones de la señal, lo cual estaría relacionado directamente con su coste y con su eficiencia energética.

Se ha de contar entonces con algún parámetro que caracterice la señal y defina en qué medida sus fluctuaciones podrían hacer perder eficiencia al amplificador y por ende al sistema de comunicaciones.

Con este fin, tradicionalmente se ha usado el *factor de cresta*, o más recientemente denominado PAPR (Peak-to-Average Power Ratio). Existen multitud de técnicas que permiten reducir el valor del PAPR para reducir la distorsión del amplificador. Sin embargo, en el estándar LTE, se está cuestionando este parámetro y se propone la *métrica cúbica* (Cubic Metric, CM) como un parámetro alternativo. Debido a sus características, que veremos más adelante, la *métrica cúbica* en principio debería mejorar la caracterización del impacto de las fluctuaciones de la señal en el amplificador. Esta es básicamente la hipótesis general del trabajo.

Como se ha mencionado, el objetivo de este proyecto es el estudio de un parámetro que permita mejorar la caracterización de las fluctuaciones de la señal y la distorsión que el amplificador de potencia produce. Típicamente, las fluctuaciones se caracterizan mediante el PAPR y existen multitud de técnicas que permiten reducir su valor en aras de reducir la distorsión del amplificador y con ello aumentar la eficiencia del sistema. La mayoría de los trabajos previos se limitan a reducir el PAPR, algunos de ellos reduciéndolo en gran medida. Pero estos trabajos no demuestran dicha mejora sobre un modelo de amplificador por lo que se desconoce el impacto que tiene esa reducción del PAPR sobre el sistema completo.

Recientemente, en el estándar LTE se recomienda la sustitución del PAPR por la *métrica cúbica* y los trabajos de reducción del PAPR se están adaptando para la reducción de la CM. El objetivo de este proyecto consiste en demostrar las ventajas de usar la CM respecto del PAPR para la reducción de las fluctuaciones de la señal, teniendo en cuenta su impacto en un amplificador y en la tasa de errores en el sistema completo. Para ello, es necesario simular un sistema de comunicaciones basado en una modulación OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), modelar el amplificador de potencia y calcular la tasa de errores por bit (Bit Error Rate, BER) del sistema. De este modo, se trata de cuantificar, en términos de BER, la mejora en la caracterización de las fluctuaciones de la *métrica cúbica* respecto del PAPR.

A lo largo de este proyecto, se irán viendo las distintas generaciones de telefonía móvil que han sido o están siendo desarrolladas. Veremos en detalle la tecnología



LTE (Long Term Evolution), que actualmente es la tecnología puntera que más se está desplegando a nivel mundial. Definiremos en profundidad los parámetros ya mencionados PAPR y CM, así como algunas técnicas de reducción de fluctuaciones y distintos modelos de amplificador. Por último, simularemos mediante Matlab un sistema en el que se aplicará una de las técnicas de reducción junto con un modelo de amplificador.

El objetivo de este proyecto será el de comprobar, mediante dicha simulación y en términos de tasa de errores de bit en el receptor, si realmente existe una mejora en la eficiencia del HPA gracias al uso de CM para la caracterización de una señal multiportadora.

Los campos de aplicación de este proyecto son variados. Por su uso en sistemas de comunicaciones multiportadora, su estudio interesa tanto en redes de acceso como de difusión de televisión digital. Como ejemplo de redes de acceso de naturaleza cableada tendríamos los sistemas xDSL (Digital Subscriber Line), como por ejemplo ADSL (Asymmetric DSL) o VDSL (Very-high-bit-rate DSL). En cuanto a redes de acceso inalámbrico, sistemas como WiFi (IEEE 802.11), WiMax (IEEE 802.16) o LTE (3GPP Rel-8) utilizan señales multiportadora. En redes de difusión de televisión digital, este tipo de señales son utilizadas en su adaptación para el servicio terrestre DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial).





## Capítulo 2

# Sistemas multiportadora

### Generaciones de telefonía móvil

#### *Generación 0*

El inicio de la telefonía móvil se dio con la llamada Generación Cero ó 0G en los años 1940. Los terminales llamados Radio-Teléfonos Móviles utilizaban tecnologías tales como:

- PTT (Push-to-Talk): Conversación al estilo walkie-talkie.
- MTS (Mobile Telephone System): Era necesario contactar con un operador tu número y el número con el que querías hablar y te pasaba la llamada.
- IMTS (Improved MTS): Se usaba una técnica denominada FDD (Frequency-Division Duplexing) en la que separan las bandas de frecuencias para los enlaces ascendente y descendente (transmisión y recepción visto desde la estación móvil). Era lo que se llama un sistema full-duplex.

#### *Primera Generación*

La primera generación de móviles o 1G fue lanzada a principios de los años 80. Se utilizan principalmente dos tecnologías, NMT en el norte de Europa y AMPS en América,

- NMT (Nordisk MobilTelefoni): Se utilizan bandas de frecuencias cercanas a 450 y 900 MHz. Los terminales portátiles transmiten con una potencia de 1 W, las versiones para automóvil de 15 W para la banda de 450 MHz y de 6 W para la de 900 MHz.



- AMPS (Advanced Mobile Phone System): Se utilizan frecuencias entre 824 y 894 MHz. Las celdas en AMPS son más pequeñas que en NMT, esto hace que se necesiten más estaciones que con la tecnología NMT, pero a la vez permite potencias menores. Los terminales portátiles transmiten con una potencia de 0.6W, las versiones para automóvil de 3W.

Ambas tecnologías reutilizan frecuencias mediante celdas geográficas, lo que se conoce como SDMA (Space Division Multiple Access), siguen usando FDD y permiten el paso de una celda a otra (hand-off o handover) de manera automática.

### *Segunda Generación*

La tecnología GSM (Global System for Mobile communications) o 2G se desarrolló a partir del 1982 y se lanzó a partir del 1992. Dependiendo del continente donde se implementa, se trabaja en bandas de frecuencia distintas: 850, 900, 1800 y 1900 MHz. Lógicamente, tiene beneficios de la generación anterior como SDMA, full-duplex y handover.

Se utilizan nuevas tecnologías de multiplexación de tiempo TDMA y de espectro ensanchado FHMA.

- TDMA (Time Division Multiple Access): Consiste en dividir el tiempo de emisión en partes o TS (Time Slot) y utilizar cada uno de ellos para un usuario. De esta manera, diferentes usuarios pueden compartir el mismo medio a la misma frecuencia aumentando la eficiencia en la utilización del espectro.

- FHMA (Frequency-Hopping Multiple Access): Las frecuencias de las portadoras de los usuarios individuales se hacen variar rápidamente según una forma pseudoaleatoria dentro de un canal de banda ancha.

Aunque con GSM se pueden enviar datos, los famosos SMS (Short Message Service), la velocidad es únicamente de 9600 bps. Para aumentar la velocidad se desarrolló, utilizando la misma modulación que en GSM pero en la modalidad de conmutación de paquetes, la tecnología GPRS (General Packet Radio Service). Con GPRS se pueden alcanzar velocidades de descarga de hasta 115 Kbps.

Se desarrolló una evolución de GPRS que apareció en 2003, se denominó EGPRS (Enhanced GPRS) o EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution). Gracias al uso de la modulación 8PSK (8 Phase Shift Keying) se consiguió llegar a una velocidad de bajada de 473 Kbps.



### *Tercera generación*

El primer estándar de la tercera generación es UMTS (Universal Mobile Telecommunications System). Se implementó en el 2003 y usa tecnologías como WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access). Respecto a tecnologías como TDMA y FDMA, WCDMA permite llegar a alcanzar velocidades de hasta 2 Mbps. Puede operar como TDD (Time-Division Duplexing), utilizando un tiempo determinado para el enlace ascendente y otro tiempo para el enlace descendente. O también puede hacerlo como FDD (Frequency-Division Duplexing), en el que se usan distintas frecuencias para los enlaces ascendente y descendente.

El siguiente estándar en desarrollarse fue HSDPA (High-Speed Downlink Packet Access). Con él se alcanzan velocidades de descargas de hasta 7.2 Mbps ó 14.4 Mbps si se utiliza Dual-Carrier (dos portadoras en el downlink). Para el enlace ascendente se desarrolló la tecnología HSUPA (High-Speed Uplink Packet Access), gracias a la cual se pueden llegar a tasas de 5.76 Mbps ó 11.52 Mbps al utilizar Dual-Carrier.

A la combinación de HSDPA y HSUPA se le conoce como HSPA (High-Speed Packet Access), con velocidades de hasta 14.4 Mbit/s en bajada y hasta 5.76 Mbit/s en subida [1].

Una mejora en HSPA que se conoce como HSPA+, se llevó a cabo al utilizar dos antenas en los enlaces ascendente y descendente. Esta manera de transmisión se conoce como 2x2 MIMO<sup>3</sup> (Multiple-Input Multiple-Output). Gracias a ella se consiguen tasas de transferencia de hasta 84 Mbps en el enlace descendente y 10.8 Mbit/s en el ascendente.

En la Release 11 del grupo de trabajo 3GPP (3rd Generation Partnership Project) se especifica el uso de 8 portadoras y 4x4 MIMO con una tasa de hasta 672 Mbps. Al uso de más de dos portadoras se le conoce como MC-HSPA (Multi-Carrier HSPA).

### *Cuarta generación*

En principio, la inclusión de una tecnología dentro de la denominación 4G debería darse cuando se consigan tasas de descarga de al menos 1 Gbps en un

---

<sup>3</sup> Técnica que permite la utilización de más de una antena en transmisión y/o en recepción. MIMO  $m \times n$  utiliza  $m$  antenas en transmisión y  $n$  antenas en recepción



entorno de poco movimiento y de al menos 100 Mbps en un entorno de alto movimiento (por ejemplo, un móvil). Debido en gran parte a la presión de los mercados, la ITU (International Telecommunication Union) decidió en 2012 denominar a LTE y WiMAX como tecnologías 4G. Y a sus desarrollos más recientes LTE-A y WiMAX2 como “True 4G”, verdadero 4G.

WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access): Se trata de un estándar inalámbrico metropolitano creado por las empresas Intel y Alvarion en 2002 y ratificado como IEEE-802.16. Su objetivo era producir una red con la velocidad, capacidad y fiabilidad de una red cableada, manteniendo al mismo tiempo la flexibilidad, simplicidad y bajo coste de una red inalámbrica. Trabaja en bandas de frecuencia bajo licencia como 2.5 y 3.5 GHz y sin licencia 5.8 GHz. Usa anchos de canal que van desde 1.5 hasta 20 MHz. El acceso al medio puede ser mediante OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) o SOFDMA (Scalable OFDMA), en el que se asignan mayores tamaños de la FFT (Fast Fourier Transform) para canales más grandes.

WiMAX permite redes virtuales o VLAN (Virtual Local Area Network), niveles de servicio o SLA (Service Level Agreement) y calidad de servicio o QoS (Quality of Service), con la que garantizar una tasa de velocidad para aplicaciones de tiempo real como VoIP. Los abonados pueden enlazarse a la estación base o BTS (Base Transceiver Station) sin necesidad de tener línea de visión (NLOS, Non Line Of Sight). Estas características, hacen que sea adecuado para “last mile” o “última milla”<sup>4</sup> en zonas de difícil acceso al cable e incluso para la red backhaul<sup>5</sup>. Teóricamente y usando canales de 20 MHz, WiMAX fijo puede abarcar un rango de 50 Km con velocidades de descarga de 70 Mbps y WiMAX móvil de 30 Km con 30 Mbps de descarga.

- WiMAX2 (WiMAX Advance): Ratificado en el IEEE como 802.16m, respecto a WiMAX, se mejoran la latencia y la eficiencia espectral por sector, así como el número de usuarios para VoIP. Para llegar a la velocidad de pico de 1 Gbps, se necesitaría un ancho de banda de 60 MHz, trabajar con TDM y un sistema de antenas MIMO 4x4.

- LTE (Long-Term Evolution): Es desarrollado por la 3GPP en el 2005 y sale al mercado en 2009. Se utilizan anchos de canal de 1.4 a 20 MHz, pudiendo llegar a

---

4 Red de acceso. Parte de la red más cercana al abonado

5 Parte de la red que comprende los enlaces intermedios entre el núcleo y las subredes. Interconectan redes entre sí de diferentes tecnologías



100 MHz. En Europa las bandas de frecuencia utilizadas son 800, 1800 y 2600 Mhz. Para el acceso al medio, se usa OFDMA para el enlace descendente y SC-FDMA (Single Carrier FDMA) para el ascendente. El motivo es que la señal OFDMA tiene fluctuaciones en la potencia mucho mayores que las que tiene la señal SC-FDMA, es por eso que es más indicado éste para el amplificador de salida en el enlace ascendente. LTE puede alcanzar velocidades de 100 Mbps en bajada y 50 Mbps en subida sin necesidad de MIMO. Al igual que WiMAX, también permite SLA y QoS.

El hecho de que LTE sea la continuación a HSPA+ y el alto grado de penetración que ha tenido HSPA+ en el mercado internacional, hace que sea implementado en mayor manera LTE que WiMAX a nivel mundial, salvo excepciones como en EEUU. Es por ello que el acometer la implantación de una red LTE tendría menor coste que para una red WiMAX, siendo parecidas sus velocidades teóricas.

- LTE-A (LTE Advance): A partir de la release-10 de LTE, se podría empezar a hablar del estandar LTE-A. Para conseguir llegar a la velocidad de pico de 1 Gbps, se necesitaría trabajar con una modulación 128QAM, una anchura de canal de 60 MHz y un sistema de antenas MIMO 4x4. Según las especificaciones actuales de 3GPP, el mejor escenario posible sería una modulación de 128QAM, 100 MHz de canal y MIMO 8x8, con el cual se podrían llegar a conseguir teóricamente 3.5 Gbps.

### *Quinta generación*

Los organismos de estandarización ya están empezando a hablar del 5G. Las redes tienen que ser estables, rápidas y escalables. La misión de la siguiente evolución de las redes celulares, la tecnología 5G, tiene que ser alcanzar una alta velocidad de acceso, así como tener una amplia capacidad para poder soportar gran cantidad de dispositivos.

Desde el 2009, Huawei, que es una de las compañías que más está apostando por esta nueva tecnología, lleva desarrollando la siguiente evolución de la comunicación celular. Según sus investigaciones, para satisfacer las necesidades de los usuarios, se necesitan velocidades de 1 Gbps para soportar los servicios y las aplicaciones que mayor tasa de velocidad requieran. Lo ideal sería llegar a velocidades de 10 Gbps para soportar servicios en la nube, virtualización y demás servicios que demandan recursos de forma intensiva. A mediados del año 2013, Huawei realizó una prueba consiguiendo una tasa máxima de 1Gbps a una distancia de hasta 2 Km en la banda de los 26 GHz gracias al uso de 64 MIMO. En el 2014, Ericsson ha conseguido 5 Gbps utilizando el estándar previo de la tecnología de red (pre-estándar) 5G de la compañía [52].





Según el organismo 5G-PPP (5G Infrastructure Public-Private Partnership), el aumento de capacidad con 5G sería de 1000 veces la capacidad del actual LTE, se podrían conectar 7 mil millones de usuarios y 7 billones de dispositivos, se tendría una latencia menor de 1 ms y se ahorraría un 90% de la energía actual.

Europa, Estados Unidos y Corea del Sur, junto con compañías como Samsung y sobre todo Huawei, prevén el lanzamiento de esta tecnología para el año 2020.

### LTE

LTE usa como formato de modulación OFDM, que tiene muy buena capacidad de adaptación a los retardos por trayectoria múltiple y difusión. Sin embargo, sería necesario implementar un nuevo método que le aporte la capacidad de resiliencia al sistema que le ayude a superar la interferencia entre símbolos.

En las áreas donde se espera tener una elevada interferencia, se puede evitar mediante la inserción de un periodo de guarda en el tiempo al comienzo de cada símbolo de datos. A continuación, se copia una sección desde el extremo del símbolo al principio. Esto se conoce como el prefijo cíclico o CP (Cycle Prefix). El receptor puede entonces recuperar la forma de onda en el momento óptimo y evitar cualquier ISI<sup>6</sup> causada por las reflexiones que se retrasen por tiempos hasta la longitud del CP.

La longitud del CP es importante. Si no es lo suficientemente largo, entonces no contrarresta el retardo en la propagación por trayectos múltiples. Si es demasiado largo, entonces se reducirá la capacidad de procesamiento de datos. Para LTE, la longitud estándar del CP ha sido elegida para ser 4,69 ms. Esto permite al sistema adaptarse a unas variaciones de trayectoria de hasta 1,4 kilómetros.

La longitud de símbolo se define por el hecho de que, para sistemas OFDM, la longitud de símbolo es igual al recíproco de la separación de portadoras de modo que se consigue la ortogonalidad. Con una separación de portadoras de 15 kHz, esto daría una longitud de símbolo de 66.7  $\mu$ s.

Para el acceso al medio se usa la tecnología OFDMA. El gran inconveniente de esta tecnología es la fluctuación de la potencia de la señal. Debido a esto, en el

---

6 Tipo de distorsión de la señal debida a su energía en la cual un símbolo interfiere con símbolos consecutivos



enlace ascendente se utiliza la tecnología SC-FDMA, ya que el envío de la señal por parte del terminal móvil es especialmente sensible en términos de potencia.

Existe una necesidad de evolución en los enlaces ascendente y descendente. Si en el ascendente se pudiera procesar la señal para que disminuyera esa fluctuación de potencias, se podría aumentar la velocidad de subida en LTE al poder usar OFDMA como tecnología de acceso. Es por eso que adquiere importancia el uso de técnicas de reducción del PAPR o el CM para medir las fluctuaciones de la potencia de la señal.

En el enlace descendente, se puede usar un máximo de 2048 subportadoras con un espacio entre ellas de 15 KHz, dando una longitud de símbolo de 66.7  $\mu$ s. Aunque el terminal móvil o UE (User Equipment) debe tener capacidad para recibir todas las 2048 subportadoras, realmente la BTS (Base Transceiver Station) transmitirá al UE 72 subportadoras, así todos los UE tienen capacidad para comunicarse con las BTS en caso de saturación.

Actualmente se usan tres tipos de modulación con técnicas MIMO de hasta 2x2:

- QPSK (=4QAM): 2 bits/símbolo
- 16QAM: 4 bits/símbolo
- 64QAM: 6 bits/símbolo

En terminales móviles de hasta categoría 4, en el enlace ascendente no se utiliza la modulación 64QAM debido a su mayor complejidad.

Para el desarrollo de la generación 4G real e incluso de la 5G, se contempla el uso de modulaciones superiores como 128QAM o 256QAM incluso técnicas MIMO de 4x4 ó 8x8. En esta línea, la compañía Samsung realizó durante el 2013 pruebas con un MIMO de 64x64 donde se consiguió alcanzar una velocidad de descarga de 1 Gbps [51], obviamente funcionando como un demostrador.

El uso de cada modulación depende de las condiciones del enlace. Si existe poca relación señal a ruido o SNR (Signal to Noise Ratio), quiere decir que tenemos mucho ruido en comparación con el nivel de señal, deberíamos usar QPSK.

Con ese escenario, esta modulación permitiría la comunicación pero la tasa de velocidad no sería elevada. Si el escenario fuese justo el contrario, que el nivel de SNR fuera grande, sí que podríamos utilizar las modulaciones 64QAM y 128QAM. Estas dos modulaciones nos aportarían una gran velocidad de descarga.

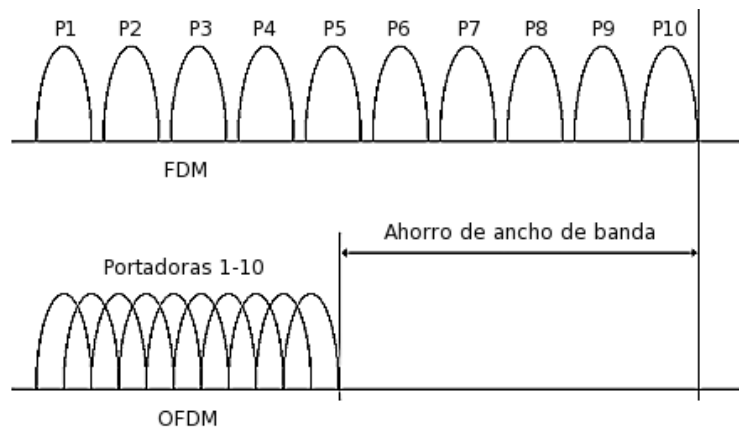
A continuación se consideran con más detalle este tipo de tecnologías.



## OFDM

Uno de los problemas implícitos en modulaciones FDM (Frequency Division Multiplexing) consiste en el solapamiento espectral de cada una de las portadoras. Es necesario que un receptor sea capaz de recibir toda la señal y de demodular correctamente los datos. Como resultado, cuando las señales se transmiten cerca una de la otra, se deben espaciar de manera que el receptor puede separar utilizando un filtro. Es por eso que se debe dejar una banda de guarda entre ellas para evitar el solapamiento espectral.

Fig.1- Señal OFDM con 10 subportadoras



OFDM (Ortogonal FDM) es una forma de modulación multiportadora. Una señal OFDM consiste en un número de portadoras moduladas con un espaciado entre ellas muy pequeño. Aunque las bandas laterales se superponen con las portadoras adyacentes, todavía se pueden recibir sin la interferencia que podría esperarse debido a que son ortogonales entre sí.

Ventajas de OFDM respecto a FDM o CDMA:

- Inmunidad frente al desvanecimiento selectivo de frecuencia: Divide el canal global en múltiples señales de banda estrecha, por lo que de manera individual cada subcanal se ve afectado con una atenuación plana.



- Robustez frente a la interferencia de canal: La interferencia que aparece en una canal puede ser limitada en banda, así no afectará al resto de subcanales.
- Reducida sensibilidad a la interferencia entre símbolos: Debido a la baja velocidad de datos en cada uno de los subcanales y al uso del prefijo cíclico o CP (Cycle Prefix).
- Eficiencia espectral: Debido al uso de subportadoras superpuestas con un espaciado muy pequeño.
- Robustez frente a los efectos de banda estrecha: Con una codificación de canal adecuada y usando interleaving o entrelazado, es posible recuperar símbolos perdidos debido a la selectividad de frecuencia del canal y a la interferencia en banda estrecha.
- Igualación de canal más simple: Respecto a sistemas CDMA, el uso de múltiples subcanales hace que la ecualización de canal sea más simple.

### Desventajas:

- Elevado PAPR (Peak to Average Power Ratio): La variación de amplitud de una señal OFDM tiene un rango dinámico relativamente grande respecto de la potencia promedio. Para evitar la distorsión de la señal en el amplificador, éste también debe tener un gran rango dinámico. Teniendo en cuenta que la potencia promedio es baja, el amplificador solo devuelve el máximo de potencia de forma muy ocasional, por lo tanto, en términos energéticos resulta poco eficiente. Otra opción consiste en permitir cierta distorsión de la señal para reducir el rango dinámico y aumentar la eficiencia, con la contrapartida de aumentar el número de errores del sistema.
- Sensibilidad al desplazamiento de portadora: El hecho de tener las subportadoras muy próximas hace que un desplazamiento en frecuencia de las subportadores lleve a producir errores.

Una característica importante de OFDM es la protección frente a la interferencia entre símbolos o ISI (InterSymbols Interference), para ello se utiliza el CP. Éste actúa como una región buffer o intervalo de guarda, de manera que cada símbolo OFDM es precedido por una copia de la parte final de ese mismo símbolo.

Sus ventajas serían reducir la ISI y dotar de mayor robustez al sistema, ya que se puede usar esa información en el receptor y subsanar posibles errores. Como desventaja principal e importante tiene que reduce la tasa de transferencia, ya que se está enviando información por duplicado.

Para el acceso al medio, se han desarrollado para LTE versiones como OFDMA y SC-FDMA que pasamos a explicar.



## OFDMA

El OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) es una variante del OFDM en el que se usa un número distinto de portadoras para cada usuario, según sea su demanda. Por sus características, se usa para el enlace descendente.

Las subportadoras se dividen en bloques conocidos como RB (Resources Blocks), esto permite al sistema compartimentar los datos. Cada RB se compone de 12 subportadoras, las cuales ocupan un slot de tiempo o TS (Time Slot) de 1 ms. Por cada MHz utilizado del canal tenemos 5 RB. Cada canal usa 2 TS y permite la utilización de 7 símbolos OFDMA. El uso de MIMO multiplica la tasa de velocidad alcanzable directamente proporcional al número de antenas utilizadas. Para hallar la tasa efectiva, se ha de quitar el 25% que es aproximadamente el correspondiente a cabeceras, dejando un 75% para datos.

De tal manera, podemos calcular la tasa máxima de velocidad en el enlace descendente según el número de RE (Resources Elements). Vemos los resultados en la Tabla 1, en la que se calcula la máxima velocidad alcanzable según la modulación, el ancho de banda del canal y el sistema de antenas MIMO que utilicemos (1x1 sería el caso sin utilizar MIMO).

$$RB = 5 * BW \text{ (anchura\_canal)}$$

$$RE = RB * 12 \text{ (subportadoras)} * 7 \text{ (símbolos OFDMA)} * 2 \text{ (TS)}$$

$$Tasa = RE * b \text{ (bits/símbolo\_QAM)} * MIMO / 1ms$$

$$Tasa\_Efectiva = 0.75 * Tasa$$

Tabla-1. Velocidad máxima de descarga en LTE

Modulación	MIMO	1.4 MHz	3 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz	60 MHz	100 MHz
QPSK	1x1	1.76	3.78	6.3	12.6	18.9	25.2	75.6	126
	2x2	3.53	7.56	12.6	25.2	37.8	50.4	151.2	252
	4x4	7.06	15.12	25.2	50.4	75.8	100.8	302.4	504
16QAM	1x1	3.53	7.56	12.6	25.2	37.8	50.4	151.2	252
	2x2	7.06	15.12	25.2	50.4	75.6	100.8	302.4	504
	4x4	14.11	30.24	50.4	100.8	151.2	201.6	604.8	1008
64QAM	1x1	5.29	11.34	18.9	37.8	56.7	75.6	226.8	378
	2x2	10.58	22.68	37.8	75.6	113.4	151.2	453.6	756
	4x4	21.17	45.36	75.6	151.2	226.8	302.4	907.2	1512



## SC-FDMA

Uno de los parámetros más importantes que afecta a los UE es la vida de la batería. Aunque se siguen mejorando las baterías, siempre se debería usar la menor potencia posible. El amplificador de potencia de RF o HPA (High Power Amplifier) es el elemento que mayor potencia consume en un móvil, luego debe utilizarse de la manera más eficiente. El HPA se ve afectado en mayor medida por la frecuencia de modulación y por la forma de la señal. Señales con un elevado PAPR, como las de OFDMA, no permiten un uso eficiente del HPA. En el enlace descendente no es importante, ya que en la BTS no hay problema de potencia, pero en el dispositivo móvil es fundamental.

Como resultado de ello, LTE usa en el enlace ascendente una variación de OFDM denominada SC-FDMA (Single Carrier FDMA). Al contrario que en OFDMA, en SC-FDMA se envía únicamente una portadora, evitando así los problemas del elevado PAPR en la señal. Tiene ventajas del OFDMA como ortogonalidad entre usuarios, igualación en el dominio de la frecuencia y robustez frente al multitrayecto, mientras mantiene un bajo back-off en el amplificador por enviar una única portadora. El back-off es el grado en que se sitúa la potencia de entrada (Input Back Off, IBO) o de salida (Output Back Off, OBO) respecto a la zona de saturación, se ha de mantener dentro de la zona lineal de trabajo del amplificador para que no exista distorsión.

La principal característica de SC-FDMA consiste en que cada símbolo OFDM es transmitido usando todo el ancho de banda, al contrario que en OFDMA, que cada símbolo es transmitido usando una sola subportadora. Esto asegura que el máximo de potencia a transmitir por el HPA siga dentro de su zona lineal de trabajo y no se generen distorsiones ni interferencias.





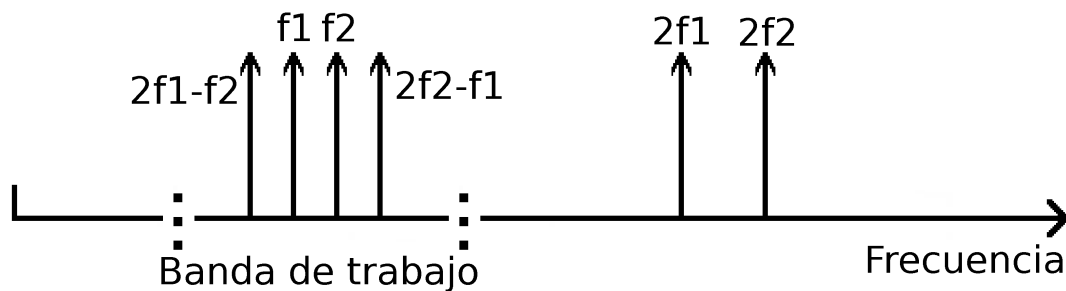




conllevaría a las operadoras, dado su precio.

Según el estándar actual, el parámetro que se usa en LTE para medir la pérdida de eficiencia del HPA debida a la señal OFDM es el PAPR. El PAPR define esa pérdida según valores cuadráticos de la señal. Pero la mayor interferencia en el mismo canal no es debido a términos cuadráticos, sino cúbicos. Podemos verlo en la siguiente gráfica.

Fig.2- Productos de intermodulación



Existe un parámetro que sí mide esa pérdida de eficiencia en términos cúbicos, el CM. Demostraremos que el CM puede definir en mejor medida que el PAPR la pérdida de eficiencia en el HPA debido a la diferencia en los valores de la señal de entrada al HPA.

Vemos a continuación ambos parámetros en mayor profundidad.

## PAPR

El PAPR (Peak to Average Power Ratio) de una señal sería la relación entre la potencia de pico de esa señal y su potencia media.

Dada una señal compleja en banda base  $\tilde{s}(t)$ , cuya señal en banda de paso fuera  $s(t)$ , la envolvente de su valor máximo sería  $\max|s(t)|^2$  y su valor medio sería  $E\{|s(t)|^2\}$ .



Entonces, la definición de PAPR sería:

$$\text{papr}\{\tilde{s}(t)\} = \frac{\max |\text{Re}(s(t) \cdot e^{j2\pi f_c t})|^2}{E\left\{\left|\text{Re}(s(t) \cdot e^{j2\pi f_c t})\right|^2\right\}} = \frac{\max |s(t)|^2}{E\left\{|s(t)|^2\right\}}$$

En las siguientes figuras vemos un ejemplo de señales OFDM. Se representan en el tiempo las partes real e imaginaria de las subportadoras en trazo discontinuo y de la señal total en forma continua (figuras 3a, 3b, 3c, 4a, 4b y 4c). También se representa el módulo de la señal, en la que se refleja también el máximo y la media de la señal OFDM (figuras 3d y 4d). En la figura 3 se utilizan 8 subportadoras para generar la señal OFDM, en la figura 4 se usan 128 subportadoras.

Como puede observarse en las figuras 3d y 4d, la diferencia entre máximo y media del valor absoluto al cuadrado de la señal es mayor para el caso de 128 subportadoras que para el de 8 subportadoras.

Fig.3- PAPR. Señal OFDM con 8 subportadoras

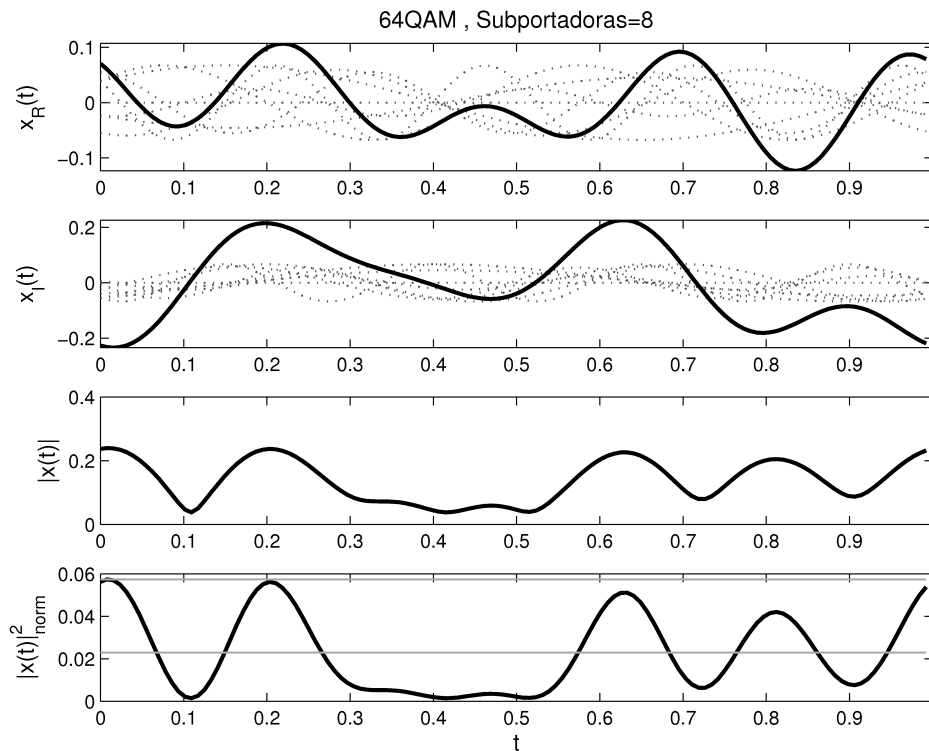
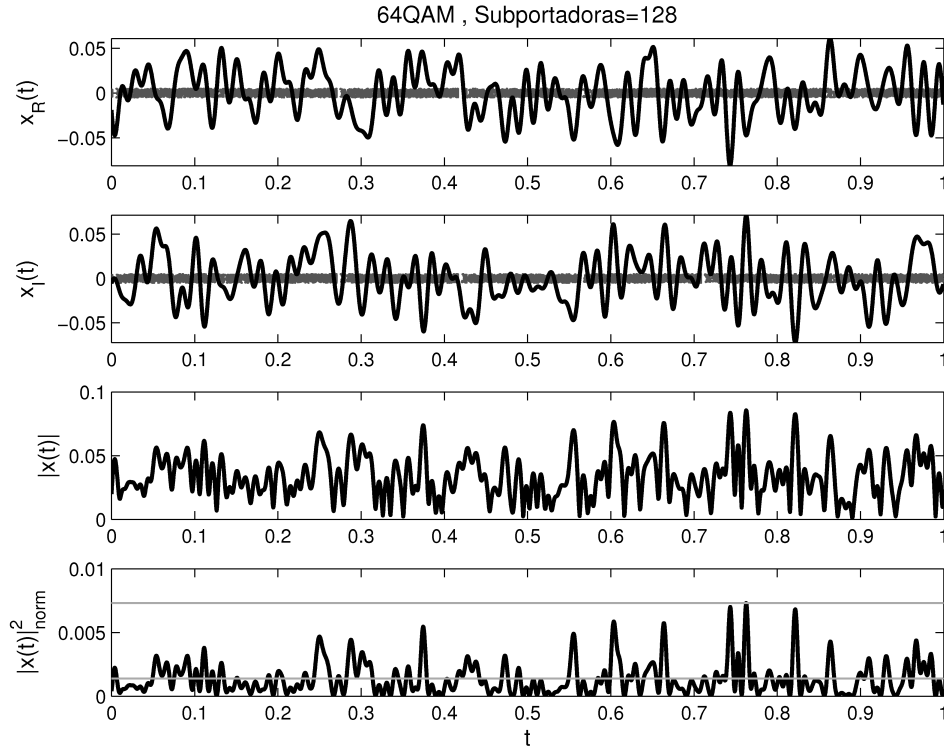




Fig.4- PAPR. Señal OFDM con 128 subportadoras



Con la ayuda de las gráficas 3d y 4d, vamos a hallar el PAPR para el caso1 de 8 subportadoras y para el caso2 de 128 subportadoras:

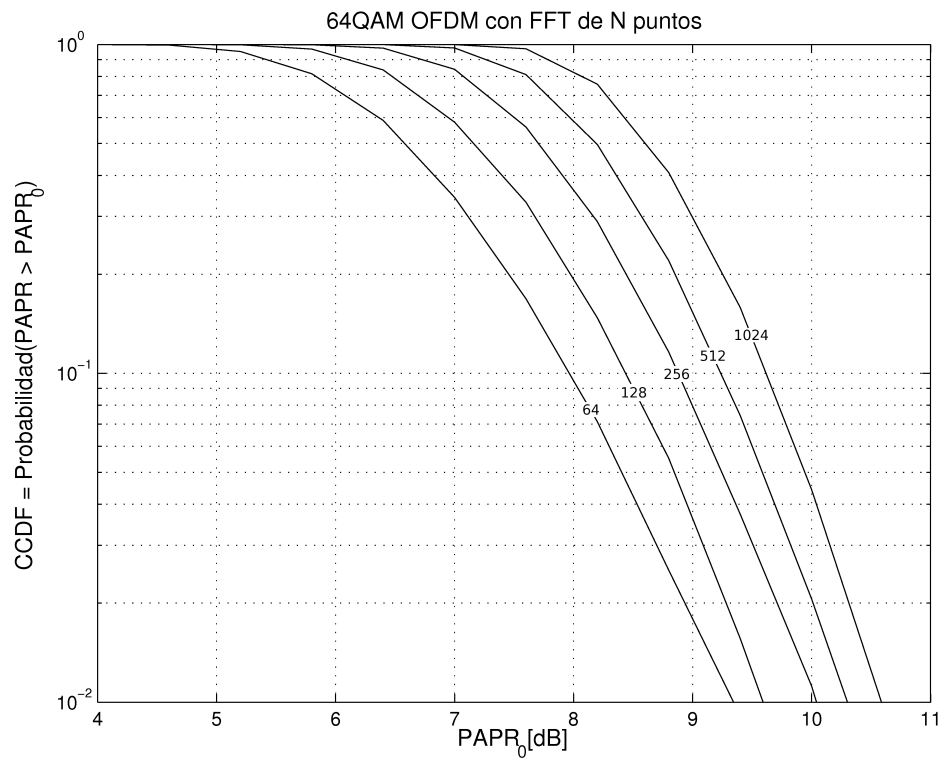
$$papr\{caso1\} = 10\log_{10}\left(\frac{\max|s_1(t)|^2}{E\{|s_1(t)|^2\}}\right) = 10\log_{10}\left(\frac{57,3726 \cdot 10^{-3}}{22,8271 \cdot 10^{-3}}\right) = 4.0025dB$$

$$papr\{caso2\} = 10\log_{10}\left(\frac{\max|s_2(t)|^2}{E\{|s_2(t)|^2\}}\right) = 10\log_{10}\left(\frac{7,3146 \cdot 10^{-3}}{1,39 \cdot 10^{-3}}\right) = 7.2118dB$$

Cuanto más subportadoras tenga la señal en banda base, mayor será su PAPR y por tanto peor la eficiencia del HPA. Este hecho podemos observarlo también en la figura 5, donde se utiliza una modulación 64QAM para generar una señal OFDM. Se calcula la función de distribución acumulativa complementaria o CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function) en la que se puede ver la probabilidad de que el valor del PAPR obtenido sea mayor que un valor determinado por  $PAPR_0$  (dB).



Fig.5- CCDF del PAPR de una señal OFDM



La variación del número de puntos de la FFT implica un aumento en los valores de PAPR. Por ejemplo, para una CCDF de 0.1 y usando una FFT de 64 puntos, tendríamos un PAPR cercano a los 8dB. Usando una FFT de 1024 puntos el PAPR sería de 9.6dB.

## CM

La métrica cúbica o CM (Cubic Metric) es otro parámetro que intenta medir el efecto de una señal multiportadora en la eficiencia del HPA. La CM se basa en la suposición de que la fuente dominante de no linealidad en un HPA es el término de tercer orden. Así, la ganancia de voltaje de un HPA puede ser descrita como:



$$V_o(t) \approx G_1 \cdot V_i(t) + G_3 \cdot V_i^3(t)$$

Donde  $v_o$  es el voltaje de salida,  $v_i$  el voltaje de entrada,  $G_1$  la ganancia lineal y  $G_3$  la ganancia no lineal de tercer orden. Si  $v_i(t)$  es una señal modulada, el término de tercer orden  $G_3 \cdot v_i^3(t)$  es el causante de una fuga de potencia hacia los canales adyacentes, más conocida como ACLR (Adjacent Channel Leakage Ratio).

Dada una señal  $s(t)$ , la manera de estimar su CM sería comparar la tercera potencia de la señal normalizada con una señal de referencia y usar un factor de escala empírico:

$$cm\{s(t)\} = k \frac{rms[s_{norm}^3(t)]}{rms[sref_{norm}^3(t)]}$$

$$CM\{s(t)\} = \frac{20\log_{10}\{rms[s_{norm}^3(t)]\} - 20\log_{10}\{rms[sref_{norm}^3(t)]\}}{K} [dB]$$

$$\text{Siendo } rms(x) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x^2} \text{ y } s_{norm}(t) = \frac{|s(t)|}{rms[s(t)]}$$

Al término  $20\log_{10}\{rms[s_{norm}^3(t)]\}$  se le denomina como “raw CM” o métrica cúbica de base.

El término  $20\log_{10}\{rms[sref_{norm}^3(t)]\}$  sería la “raw CM” de la señal de referencia. Como valor de referencia se usa una señal del tipo W-CDMA de voz, luego este término vale 1.5237dB [28].

El factor K se ha determinado empíricamente, siendo su valor de 1.85 para señales W-CDMA y de 1.56 para señales LTE o multiportadora [28].

Al igual que en el cálculo del PAPR, se representarán señales OFDM de 8 y 128 subportadoras para calcular su CM.

En las figuras 6c y 7c vemos el valor absoluto de la señal. Mientras que en las figuras 6d y 7d podemos ver el cubo de la señal normalizada, con cuyos valores se procede a calcular el CM.



Fig.6- CM. Señal OFDM con 8 subportadoras

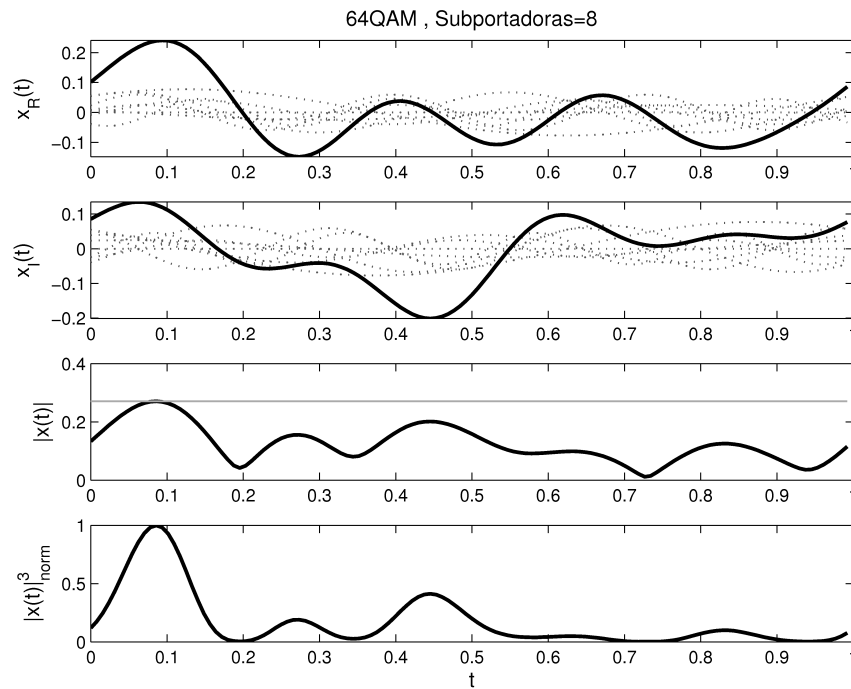
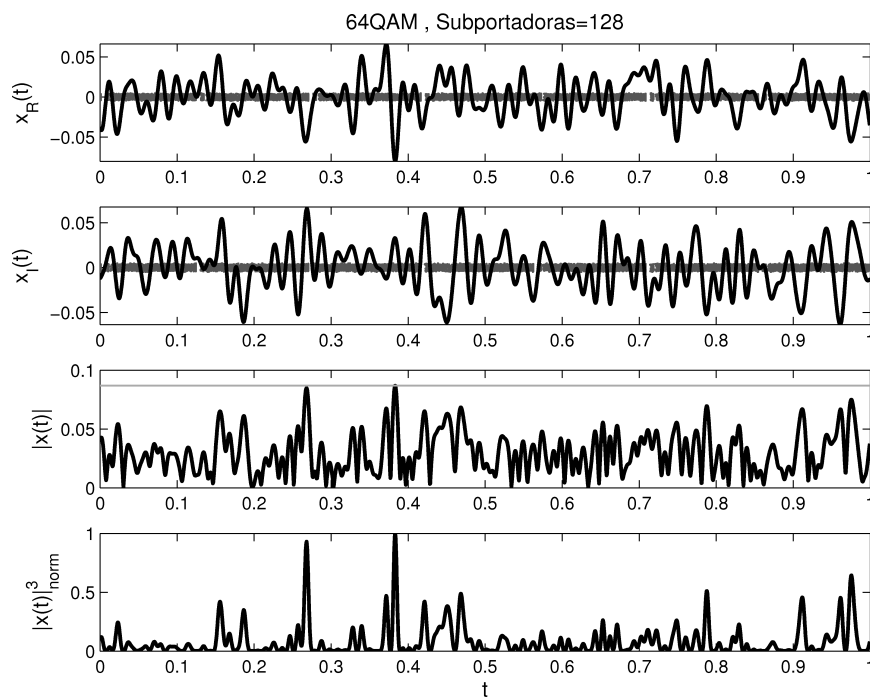


Fig.7- CM. Señal OFDM con 128 subportadoras





Con la ayuda de las gráficas 6d y 7d, vamos a hallar la CM para el caso1 de 8 subportadoras y para el caso2 de 128 subportadoras:

$$CM\{caso1\} = \frac{20\log_{10}(3.7846) - 1.5231}{1.56} = 6.4338dB$$

$$CM\{caso2\} = \frac{20\log_{10}(13.6431) - 1.5231}{1.56} = 13.5735dB$$

Al igual que en el caso del PAPR, en la figura 8 reproducimos la CCDF de una señal OFDM con modulación 64QAM. En ella vemos que la CM disminuye a medida que aumenta el número de portadoras, al contrario de lo que sucede con el PAPR.

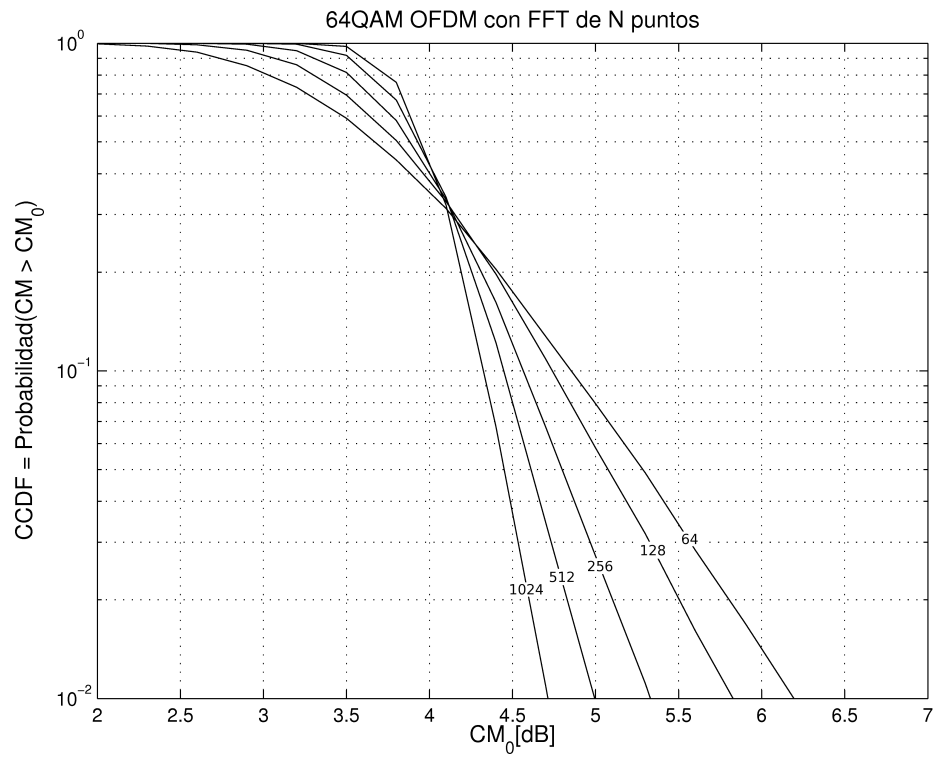
El hecho de que CM disminuya al aumentar el número de subportadoras se debe a que, en general, los símbolos OFDM no siguen exactamente una distribución gaussiana compleja, sino que se acercan a ella a medida que se aumenta el número de subportadoras. Su valor en unidades naturales es  $\sqrt{6}$ .

$$CM = \frac{20\log_{10}(\sqrt{6}) - 1.5231}{1.56} = 4.0114dB$$

Por el teorema del límite central sabemos que, cuanto mayor sea el número de subportadoras en el sistema OFDM, más se acercarán sus partes real e imaginaria a una distribución gaussiana compleja, luego más se acercarán al valor de señal  $\sqrt{6}$  y por ende el valor de CM de aproximadamente 4dB [33].



Fig.8- CCDF del CM de una señal OFDM









## Capítulo 4

# Amplificadores de alta potencia

### Modelos de HPA

Existen dos principales tipos de amplificadores de alta potencia o HPA (High Power Amplifier) que se utilizan en los sistemas de comunicación: amplificadores por tubo de onda progresiva o TWTA (Traveling Wave Tube Amplifier) y amplificadores de potencia de estado sólido o SSPA (Solid State Power Amplifier). Una característica común de ambos dispositivos es que la señal de salida es función no lineal de la señal de entrada, tanto en el presente como en instantes anteriores. Por lo tanto, en términos generales, se puede definir un HPA como un operador no lineal con memoria.

Un parámetro interesante a la hora de trabajar con amplificadores en su región no lineal, es el punto de operación o back-off. Se distinguen dos puntos de operación: de entrada o IBO (Input Back-Off) y de salida o OBO (Output Back-Off). Cada uno de ellos se define como:

$$IBO = 10\log\left(\frac{P_{o,in}}{P_{in}}\right)$$

$$OBO = 10\log\left(\frac{P_{o,out}}{P_{out}}\right)$$

Un HPA, en principio, a parte de amplificar la señal, distorsiona tanto su amplitud como su fase. A la distorsión de la amplitud se le conoce como compresión de amplitud o AM/AM (Amplitude to Amplitude Modulation). A la distorsión de la fase se le conoce como desviación de fase o AM/PM (Amplitude to Phase Modulation).



Dada una señal de entrada  $x(t) = r(t) \cdot \cos[w_0 t + \varphi(t)]$

La salida del HPA sería  $x(t) = A[r(t)] \cdot \cos\{w_0 t + \varphi(t) + \Phi[r(t)]\}$

Siendo:

$w_0$  la frecuencia portadora

$r(t)$  la envolvente modulada

$\varphi(t)$  la fase modulada

$A(r)$  la compresión de amplitud AM/AM

$\Phi(r)$  la desviación de fase AM/PM

Existen distintos modelos desarrollados para simplificar el funcionamiento de distintos HPA. Describimos algunos de ellos.

#### *Modelo de Saleh*

Este modelo está diseñado para simular amplificadores del tipo TWTA, aunque se pueden usar valores de los parámetros  $\alpha_a$  y  $\beta_a$  que se acomoden a los tipo SSPA.

Es independiente de la frecuencia, aunque puede ser modificado mediante filtros para que sea dependiente de la frecuencia.

$$A(r) = \frac{\alpha_a r}{1 + \beta_a r^2}$$

$$\Phi(r) = \frac{\alpha_r r}{1 + \beta_r r^2}$$

Un ejemplo de valores apropiados para un amplificador tipo TWTA sería:

$$[\alpha_a, \beta_a] = [2.1587, 1.1517]$$

$$[\alpha_r, \beta_r] = [4.0330, 9.1040]$$

Para una señal 16QAM, se aconsejan estos valores:

$$[\alpha_a, \beta_a] = [1, 0.25]$$

$$[\alpha_r, \beta_r] = [0.26, 0.25]$$



### *Modelo de Chorbani*

Es similar al modelo de Saleh, pero más apropiado que éste para amplificadores del tipo SSPA.

$$A(r) = \frac{x_1 r^{x_2}}{1 + x_3 r^{x_2}} + x_4 r$$

$$\Phi(r) = \frac{y_1 r^{y_2}}{1 + y_3 r^{y_2}} + y_4 r$$

Valores que podrían definir la amplificación de un amplificador FET GaAs (arseniuro de Galio) del tipo SSPA:

$$[x_1, x_2, x_3, x_4] = [8.1081, 1.5413, 6.5202, -0.0718]$$

$$[y_1, y_2, y_3, y_4] = [4.6645, 2.0965, 10.8800, -0.0030]$$

### *Modelo de White*

Caracteriza la amplificación de amplificadores tipo SSPA para la banda Ka (26-40 GHz).

$$A(r) = a(1 - e^{-br}) + cre^{-dr^2}$$

$$\Phi(r) = \begin{cases} f[1 - e^{-g(r-h)}] \rightarrow r \geq h \\ 0 \rightarrow r < h \end{cases}$$

Siendo los parámetros:

- a: Nivel de saturación
- b: Ganancia de la región lineal
- c, d: Ajuste de la región no lineal
- f: Aumento de fase
- g: Inclinación de la curva
- h: Desplazamiento en el eje x



### *Modelo de Rapp*

Modelo desarrollado para simular amplificadores tipo SSPA. Realiza una simulación suave hacia el nivel de saturación.

Su desviación de fase es despreciable.

$$A(r) = v \frac{r}{\left[ 1 + \left( v \frac{|r|}{V_{sat}} \right)^{2p} \right]^{\frac{1}{2p}}}$$

$$\Phi(r) \approx 0$$

Siendo:

Asat: Nivel de saturación

p: Factor de transición

v: Mínima ganancia

Para una modulación 16QAM y una potencia en el amplificador de 1W se aconseja que el valor del factor de transición p sea 3 [33] y [34].

### **Modelo de Rapp**

El modelo de Rapp pertenece al tipo de amplificadores SSPA sin memoria. Este es el modelo que se usará en la simulación, ya que es el que mejor caracteriza los amplificadores que se utilizan en los móviles.

En este modelo, la conversión AM/PM es muy pequeña, por eso la consideramos despreciable, sólo se tendrá en cuenta la conversión AM/AM.

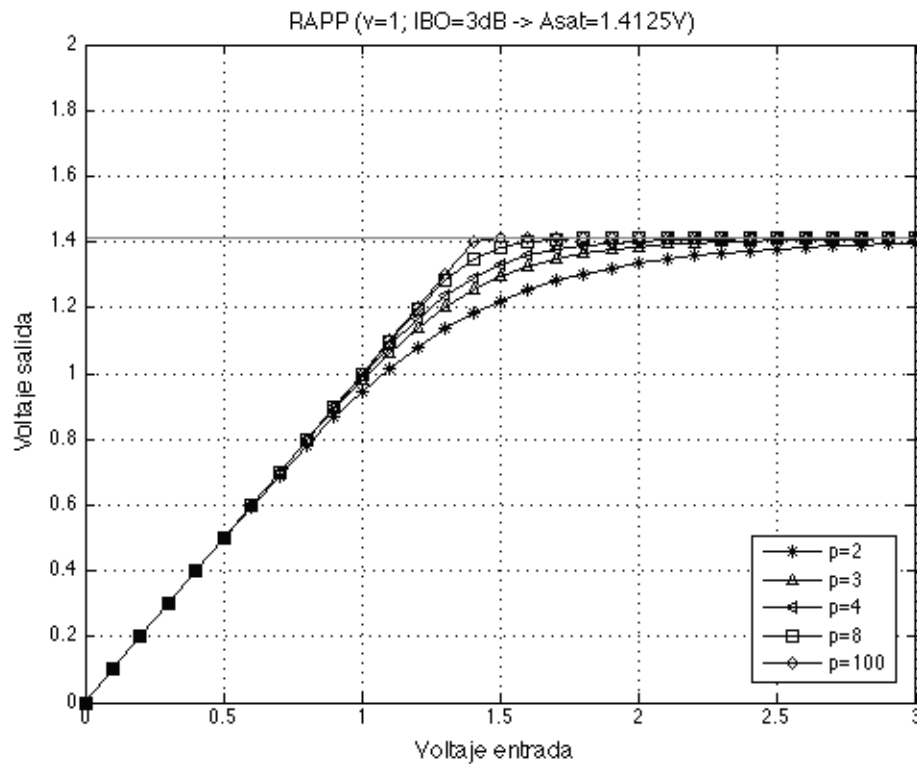
Su función de transferencia es:

$$A(r) = v \frac{r}{\left[ 1 + \left( v \frac{|r|}{V_{sat}} \right)^{2p} \right]^{\frac{1}{2p}}}, \text{ con } p > 0, V_{sat} \geq 0 \text{ y } v \geq 0$$



En la figura 9 vemos su función de transferencia según valores de  $p$ .

Fig.9- Modelo de Rapp según valores de  $p$

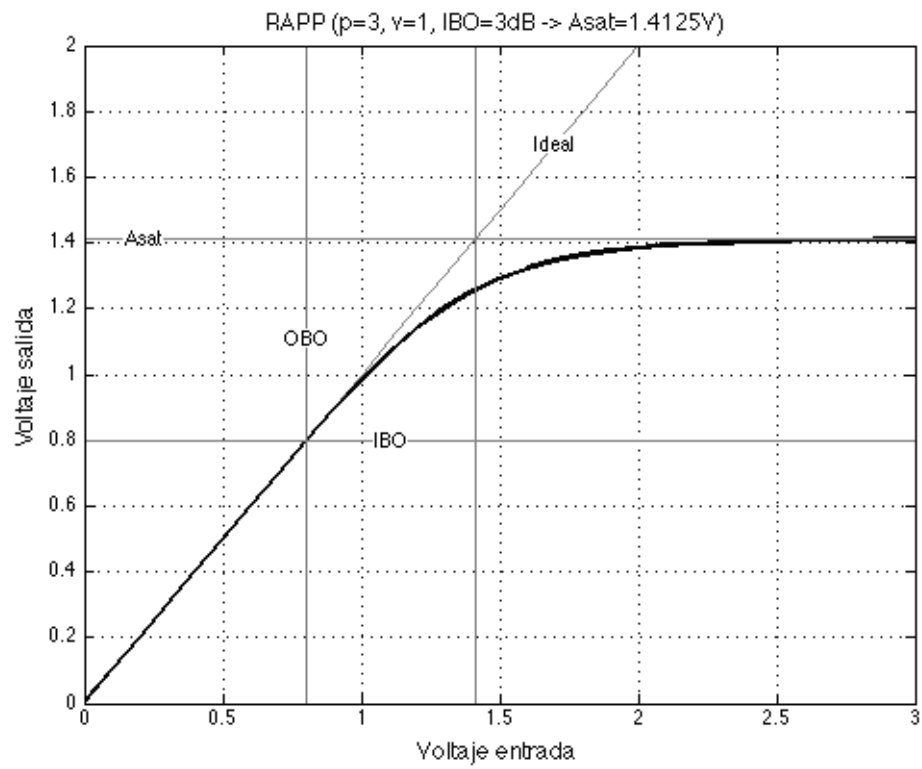


En esta figura, se ha tomado el valor  $v=1$  y el valor IBO=3dB. Esto es debido a que usando esos valores junto con  $p=3$ , se tendría 1W de potencia a la entrada, habitual en los terminales móviles [33] y [34].

Vemos entonces cómo sería la función de transferencia del amplificador que usaremos en nuestro sistema.



Fig.10- Modelo de Rapp para  $p=3$





## Capítulo 5

# Técnicas de reducción de las fluctuaciones de potencia

Para mejorar la eficiencia del HPA, se realizan una serie de técnicas de reducción o mejora del PAPR y el CM. Dentro de estas técnicas veremos a continuación una descripción sobre recorte y filtrado (clipping and filtering [CF]), mapeo selectivo (selective mapping [SLM]), transmisión de secuencias parciales (parcial transmisión sequence [PTS]), entrelazado (interleaving [IL]), inyección de tonos (tone injection [TI]) y reserva de tonos (tone reservation [TR]).

### Clipping and Filtering

La técnica de recorte y filtrado o CF consta de un limitador de la señal de entrada en el dominio del tiempo y un filtrado para adaptar ese recorte. Consiste en recortar los picos de amplitud de la señal para que el HPA no entre en la región de saturación. El recorte de la señal produce distorsión no lineal, tanto dentro como fuera de la banda de transmisión. Para paliar este efecto se suele introducir una etapa de filtrado tras el recorte, que puede reducir la radiación fuera de banda.

Su señal de salida sería:

$$y(x) = \begin{cases} x, \rightarrow |x| \leq A \\ Ae^{j\Phi(x)}, \rightarrow |x| > A \end{cases}$$

Donde  $\Phi(x)$  representa el argumento de la señal de entrada,  $A$  corresponde al umbral y  $x$  es la muestra de la señal en el dominio temporal. La operación anterior se aplica muestra a muestra.





Vemos un esquema de esta técnica:

Fig.11- Diagrama de bloques de CF



Ventajas de esta técnica serían:

- La facilidad para reducir el PAPR, puesto que con poco recorte de la señal se consigue una buena reducción del PAPR. Sin embargo, al recortar la señal se pierde información original para poder reconstruirla en el receptor.
- Sencillez de implementación, dado que la reducción se realiza de una manera muy fácil, siendo considerablemente menor la complejidad computacional en comparación con otras técnicas, ya que sólo se trata de recortar la señal por encima de un umbral  $A$  determinado.

Desventaja principal del clipping:

- Tanta facilidad para reducir el PAPR con recorte puede traducirse en distorsión dentro y fuera de la banda de radiación de la señal. Esa distorsión conlleva un aumento de la BER, que en ocasiones puede no compensar la reducción del PAPR obtenida.

## Tone Injection

La técnica de inyección de tonos o TI consiste en sustituir un tono de la modulación original por un nuevo tono, creando una constelación expandida. Sería equivalente a la inyección de un tono de unas determinadas frecuencia y fase en la señal multiportadora. Es decir, consiste en aumentar el tamaño de la constelación original, de tal modo que los puntos (tonos) asignados a esta constelación sean transformados en su punto equivalente de la constelación expandida, diseñada con el fin de que se reduzca el PAPR sin incrementarse la BER.



El proceso sería modificar las partes real e imaginaria de la señal, añadiéndoles a ambas un múltiplo entero, un valor real positivo  $D$ , que reducirá la PAPR de la señal transmitida. El valor de  $D$  es conocido en el receptor y debe ser al menos igual a la máxima distancia por eje de la constelación original. Por ejemplo, en M-QAM con una constelación rectangular y distancia  $d$  entre símbolos consecutivos del mismo eje, se debería cumplir  $D \geq d\sqrt{M}$  para poder recuperar la señal original sin aumentar la BER.

Esta técnica es eficiente en la reducción del PAPR, pero eleva la potencia media de transmisión a la vez que introduce distorsión dentro de la banda de transmisión, por lo que puede llevar a un incremento de la BER, a pesar de seleccionar el valor de  $D$  tratando de evitar este efecto.

### Tone Reservation

La técnica de reserva de tonos o TR consiste en reservar unas posiciones (tonos) dentro de la señal que no se utilizarán para transmitir información sino para tratar de eliminar los picos de la señal OFDM original. El objetivo es encontrar la señal temporal que, añadida a la original en el dominio del tiempo, consiga que el PAPR se reduzca.

El primer paso es la selección del subconjunto de tonos de control. Haciendo uso de dicho subconjunto de tonos y fijando el resto a cero se genera otra señal, que se sumará a la señal original de tal forma que se cancelen los picos de PAPR y se realice una reducción del mismo.

Por ejemplo, en una secuencia de 10 tonos se reservan el 3º y el 7º. La señal sería entonces:

$$X = [X_1 \ X_2 \ 0 \ X_3 \ X_4 \ X_5 \ X_6 \ 0 \ X_7 \ X_8]$$

La secuencia con la reserva de tonos sería:

$$S = [0 \ 0 \ S_1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ S_2 \ 0 \ 0]$$



Gracias a la propiedad de linealidad de la IFFT, la señal transmitida resultaría la suma de las dos señales temporales:

$$y = IFFT\{X\} + IFFT\{S\} = x + s$$

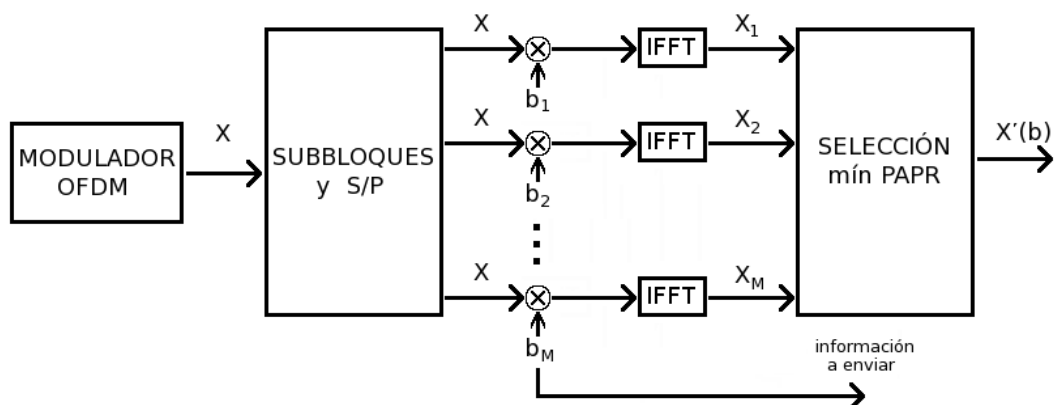
Los valores  $S_1$  y  $S_2$  serían seleccionados de tal manera que se redujera el PAPR. Como ventaja se tiene la fácil implementación del algoritmo. Como desventaja la pérdida de eficiencia, ya que se merma la capacidad de envío de tonos al estar reservados.

## Selective Mapping

La técnica de mapeo selectivo o SLM consiste en que el transmisor genere diferentes candidatos de bloques de datos, todos representando la misma información que el bloque de datos original, se multipliquen por distintas constantes de fase y se seleccione entonces el más favorable para la transmisión.

En primer lugar, se replica la información a transmitir  $M$  veces. A continuación, cada bloque de datos es multiplicado por una secuencia de longitud  $N$  con una fase diferente, obteniéndose  $M$  bloques de datos modificados. Aquel con menor PAPR será el elegido para la transmisión.

Fig.12- Diagrama de bloques de SLM



La ventaja de esta técnica de reducción se basa en su eficiencia a la hora de



reducir el PAPR, consiguiendo buenas tasas de reducción del PAPR con técnicas para la disminución de su coste computacional. Como desventajas tenemos que se necesita enviar la secuencia de fase como información de control y su complejidad en la optimización.

## Interleaving

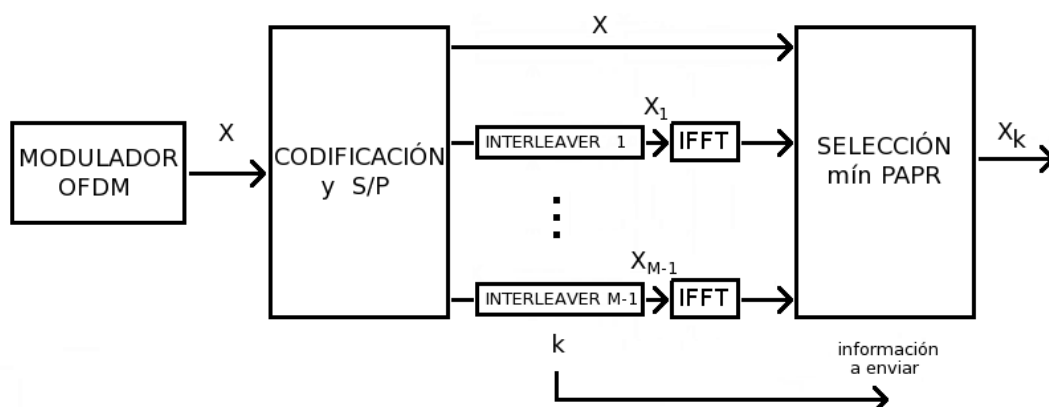
La técnica de entrelazado o IL es muy parecida a la técnica SLM. La principal diferencia radica en que, en este caso, en lugar de intentar reducir el PAPR de la señal multiportadora con secuencias de fase, lo que se intenta es reducirla mediante entrelazadores o interleaver's. Un interleaver es un dispositivo que opera en un bloque de  $N$  símbolos y realiza la permutación de elementos dentro del bloque.

Según vemos en el diagrama de bloques, se selecciona la señal que menor PAPR tenga, en nuestra gráfica por ejemplo la  $k$ -ésima.

La ventaja de esta técnica respecto a SLM es que se tiene un diccionario de interleavers que son conocidos por el emisor y el receptor, esto favorece que no se tenga que enviar todo el interleaver, sino sólo su índice dentro del diccionario.

Ventajas e inconvenientes de esta técnica son idénticos a los de SLM, salvo por la reducción en la información de control que debemos enviar al receptor.

Fig.13- Diagrama de bloques de IL



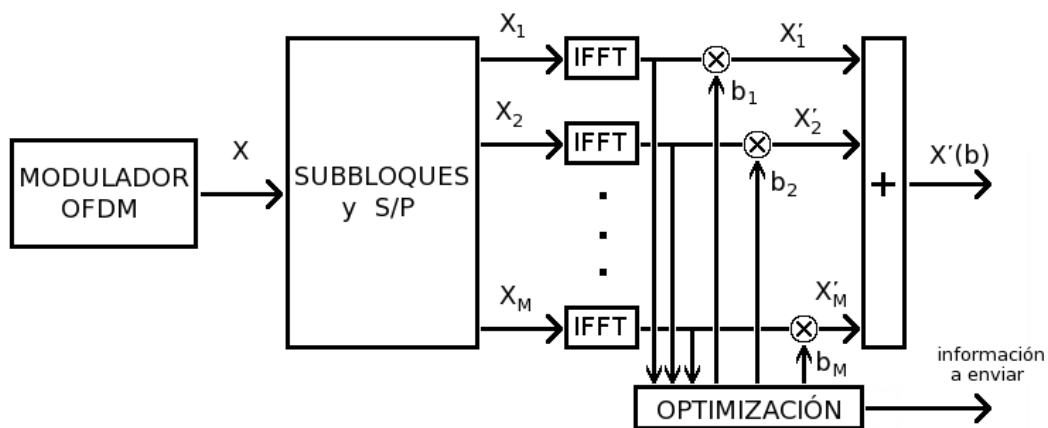


## Partial Transmission Sequence

La técnica de transmisión de secuencias parciales o PTS consiste en introducir un bloque de entrada de  $N$  símbolos y dividirlo en  $M$  subbloques. Sobre cada uno de estos subbloques se lleva a cabo una IFFT, convirtiendo las señales del dominio de la frecuencia al dominio del tiempo. Posteriormente, cada uno de estos bloques se multiplicará por una constante  $b_m$  ( $1 \leq m \leq M$ ), que hará variar la fase y la amplitud de cada subbloque.

Estas constantes, denominadas constantes de fase, se encuentran mediante un proceso de optimización complejo que busca la minimización del PAPR. Una vez realizada la multiplicación por los factores finales seleccionados, se suman las salidas de todos los bloques, generando la secuencia final que será transmitida.

Fig.14- Diagrama de bloques de PTS



Las diferencias entre PTS y SLM son que en PTS se utilizan bloques de  $N/M$  muestras, mientras que en SLM se utiliza toda la señal. También que cada secuencia de fase son varios escalares en PTS y un vector en SLM.

Sus ventajas e inconvenientes son similares a los de la técnica de reducción SLM. Eficiencia en la reducción del PAPR consiguiendo buenas tasas de reducción, pero, como en SLM, se ha de enviar la información al receptor de los factores de fase utilizados en la reducción así como la complejidad del proceso de optimización.

Para simplificar este proceso de optimización, se utilizan dos principales métodos. El primero sería realizar las iteraciones para el cálculo de  $b_1$  a  $b_M$  hasta



conseguir bajar de un determinado umbral establecido. El segundo método sería utilizar valores de las constantes de fase  $b_k$  dentro de un conjunto finito, como  $[\pm 1]$  o  $[\pm 1, \pm i]$ . Si el umbral que queremos conseguir es muy bajo, se debería aumentar el número de posibles constantes de fase para poder decidir el valor de PAPR con un rango mayor de posibilidades. Esto haría que el proceso de optimización necesitara de más recursos. Es por ello que en la práctica, controlando el umbral a conseguir, se llega a un compromiso entre las dos opciones.





## Capítulo 6

# Simulación del sistema

Como hemos visto hasta ahora, en un sistema de comunicaciones, si la señal a la entrada del HPA tiene muchas fluctuaciones provoca que, si se quiere tener la menor distorsión posible de la señal, se deba aumentar el margen dinámico del amplificador. Este aumento del margen dinámico significa aumentar el consumo de potencia del amplificador, ya que debe admitir una mayor potencia a la entrada.

En una comunicación desde una BTS hacia un UE (enlace descendente), el aumento de consumo del amplificador no tiene problemas serios, mientras sigamos dentro de los márgenes de potencia de salida que marque la ley. El problema del aumento del consumo sí llega a ser reseñable en el enlace ascendente, enlace desde el terminal hacia la BTS. La evolución en la mejora de las baterías para dispositivos móviles no ha sido tan rápida como para adaptarse a la celeridad en el avance en comunicaciones móviles.

Parámetros como el PAPR o la CM se estudian para adaptar mejor la señal a la función de transferencia del HPA e intentar prevenir la necesidad de ampliar su rango dinámico si no se quiere aumentar la distorsión debido a las fluctuaciones de la señal.

### *Descripción del sistema simulado*

La comparación entre PAPR y CM se hará para señales multiportadora del tipo OFDM, como las utilizadas en el estándar LTE. Se utilizará un amplificador para analizar la distorsión sufrirá la señal y se comprobarán los resultados mediante el cálculo de la BER.

El sistema de modulación utilizado en el estándar es la modulación por amplitud en cuadratura (Quadrature Amplitude Modulation, QAM). Dependiendo del escenario que queramos representar, se pueden usar 2, 4 ó 6 bits en la modulación,





modulaciones del tipo 4QAM, 16QAM ó 64QAM. Modulaciones de un orden superior como 128QAM ó 256QAM se usan en la generación 4G real o LTE-A (LTE-Advance) por su capacidad para conseguir aumentar la velocidad de transmisión de los datos. Aumentar el orden de la modulación proporciona mayor número de bits eficaces por símbolo y por lo tanto mayor tasa binaria. Por el contrario, estas modulaciones presentan constelaciones más complejas y son más sensibles a interferencias, por lo que necesitan mayores requisitos de potencia para mantener la misma BER.

En LTE y para equipos de hasta categoría 4, en el enlace descendente se pueden usar sistemas de modulación del tipo 4QAM, 16QAM ó 64QAM, pero en el ascendente únicamente 4QAM ó 16QAM. Esto es debido a que al aumentar el número de bits en la modulación, se aumenta también la energía de la señal. Entonces, para mantener un grado aceptable de distorsión en el amplificador, hay que aumentar su margen dinámico y por tanto su consumo.

Como hemos descrito antes, en LTE no se utiliza la modulación 64QAM en el enlace ascendente. Por ello, es la modulación idónea para visualizar un aumento en la BER al utilizar la CM en vez del PAPR como parámetro de caracterización de la distorsión en el amplificador. En la modulación a simular, los símbolos tendrán una desviación de fase de  $0^\circ$  y serán codificados mediante una codificación Gray.

En el estándar LTE se definen unas longitudes para el cálculo de la transformada discreta de Fourier (Discrete Fourier Transform, DFT) según el ancho de banda del canal que estemos utilizando. Si la longitud de la DFT es una potencia de dos ( $2^n$ ), se obtiene la ventaja de poder calcular la transformada rápida de Fourier (Fast Fourier Transform, FFT), puesto que su cálculo es más eficiente en el consumo de recursos.

*Tabla-2. Tamaño de FFT en función del ancho de banda*

Ancho de banda del canal [MHz]	1.4	3	5	10	15	20
Tamaño de la DFT	128	256	512	1024	1536	2048

El cometido de este proyecto es la comparación entre los parámetros CM y PAPR. Para que la simulación consuma menos recursos, utilizaremos una longitud de FFT de  $N=256$  puntos, ya que el uso de una mayor longitud no mejora el comportamiento de un parámetro en detrimento del otro.

El mismo razonamiento se puede llevar a cabo para la decisión de anular el *prefijo cíclico* (Cycle Prefix, CP). En el estándar LTE se estipula un CP normal y otro



extendido, según queramos 7 ó 6 símbolos OFDM por cada ranura o *slot*. El CP añade robustez frente a efectos multitrayecto, pero al no contar con ellos en esta simulación, se prescindirá del *prefijo cíclico*.

Según la literatura, el factor de sobremuestreo ha de ser de un valor no menor que cuatro. Por esta razón, tomaremos el valor  $L=4$  como factor de sobremuestreo de la señal.

La elección de la técnica de reducción de las fluctuaciones para comparar CM y PAPR se tomó en base a los siguientes criterios:

- Es interesante una técnica que no sea compleja de implementar.
- Con una gran capacidad en cuanto a la reducción de las fluctuaciones de la señal
- Que fuera una técnica ampliamente utilizada en la literatura.

Una de las técnicas que reúne un buen compromiso entre estos criterios es la Transmisión de Secuencias Parciales (Partial Transmission Sequences, PTS).

Para la técnica de reducción PTS se puede escoger un número de subbloques  $M$  igual a una potencia de dos ( $2^m$ ). Obviamente, cuanto más grande sea  $M$ , mayor consumo de recursos tendrá la simulación, pero también se podrán obtener mejores resultados ya que el número de combinaciones posible de los factores de fase aumenta. Se han hecho simulaciones con un valor de  $M$  igual a 4 y con un valor igual a 16, para que se pueda observar dicha mejora.

En la gran mayoría de artículos de la literatura, se escogen los factores de fase a utilizar en PTS más sencillos: 0 y  $\pi$  radianes (valores +1 y -1). En nuestra simulación se decide entre cuatro factores de fase<sup>7</sup>: 0,  $\pi/2$ ,  $\pi$  y  $3\pi/2$  (valores +1, +j, -1 y -j respectivamente, siendo  $j$  la unidad imaginaria).

Para conseguir una mejor reducción del parámetro a comparar, el número de iteraciones es elevado:  $10^5$ .

La frecuencia de muestreo ( $f_s$ ) ha sido tomada en 1 MHz y, para cumplir con el teorema de Nyquist, la frecuencia de portadora de 2 MHz. Estos valores nos dejan unos periodos de símbolo ( $T_{sym}$ ) y de muestreo ( $T_s$ ) de:

---

<sup>7</sup> Se asume que el vector con los factores de fase que decide el simulador, llega íntegro del emisor al receptor.



$$T_{sym} = \frac{1}{f_s/N} = \frac{N}{f_s} = \frac{256}{10^6} = 256\mu s \quad T_s = \frac{1}{f_s \cdot L} = \frac{1}{10^6 \cdot 4} = 250ns$$

La elección del modelo de amplificador Rapp para el amplificador se debe a que se aproxima muy bien al comportamiento de los amplificadores de los terminales móviles, amplificadores tipo SSPA [33] y [34].

Según la literatura, el modelo más cercano al funcionamiento de un amplificador de móvil real sería con los siguientes valores:

Factor de transición:  $p = 3$

Mínima ganancia :  $v = 1V$

Potencia de entrada:  $P_{in} = 1W$

Input Back-Off:  $IBO = 3dB$

Nivel de saturación:  $Asat = \sqrt{P_{in} \cdot 10^{IBO/10}} \approx 1.4125V$

En el canal se simulará la intervención de un ruido aditivo blanco Gaussiano (Additive White Gaussian Noise AWGN).

Para comparar ambos parámetros, CM y PAPR, en las gráficas donde se calcula la BER se representan tres señales:

1.- La señal original es dividida en subbloques por la técnica de reducción PTS. Todos los factores de fase tienen por valor la unidad. Viene nombrada con el sufijo "ORIG" de original.

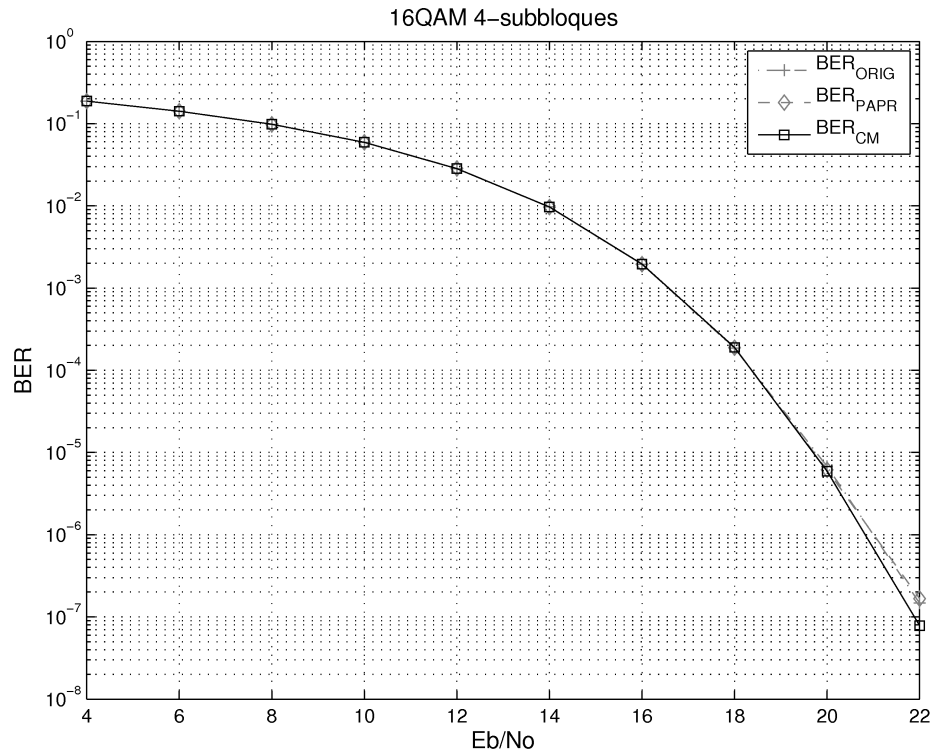
2.- La señal original es dividida en subbloques por la técnica de reducción PTS. Los factores de fase se han modificado intentando conseguir una señal con el menor PAPR posible. Se nombra con el sufijo "PAPR".

3.- Señal igual que en el caso 2 pero los factores de fase se eligen buscando una señal con la menor CM posible. Se nombra con el sufijo "CM".

En este apartado se presentan las gráficas correspondientes a la tasa de errores por bit obtenidas mediante la simulación del sistema descrito. Se han estudiado tres tipos de modulaciones, 16QAM, 64QAM y 256QAM.



Fig.15- PTS con 4 subbloques y modulación 16QAM

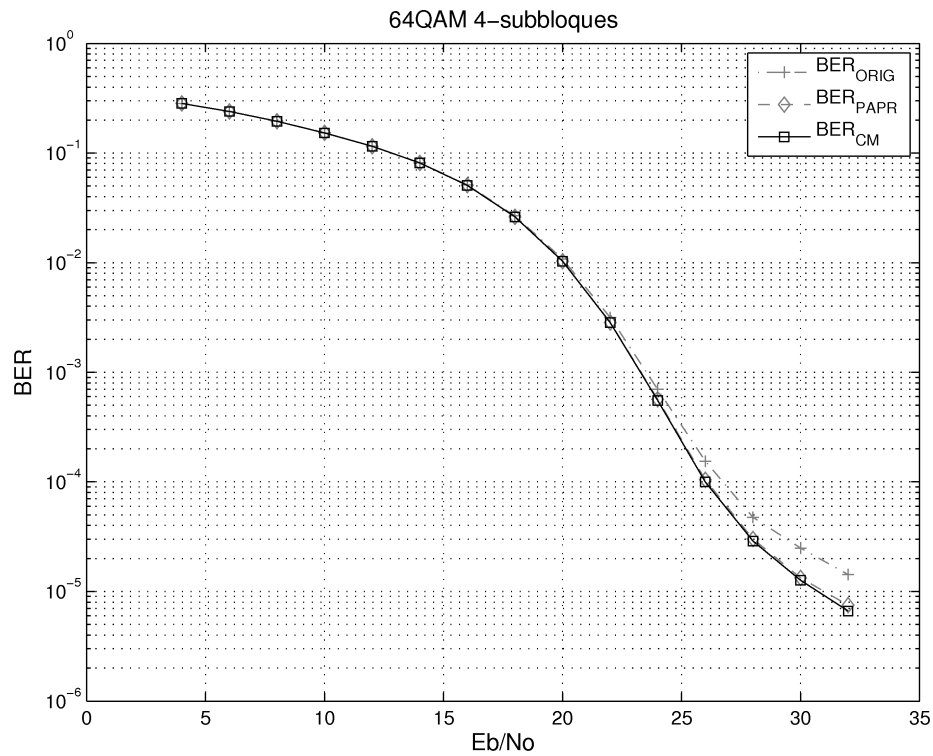


En el caso de la modulación 16QAM, el amplificador apenas recorta la señal, por lo tanto no se produce una distorsión significativa y las técnicas de reducción de las fluctuaciones de potencia no tienen un efecto significativo. Tal y como se puede observar en la gráfica, la CM comienza a mejorar a partir de un nivel de señal a ruido de 22dB, pero estaríamos en un margen de valores de BER por debajo de  $10^{-7}$ , siendo el margen de trabajo típico entre  $10^{-4}$  y  $10^{-6}$ . En los márgenes de funcionamiento típicos, con niveles de Eb/No inferiores a 20dB no se aprecia distinción entre utilizar el parámetro CM o el parámetro PAPR, en términos de BER.

Cuando se utilizan modulaciones de orden superior es cuando puede observarse una mejora apreciable en términos de BER cuando se utiliza la técnica de reducción de las fluctuaciones de potencia. En la siguiente gráfica se utiliza una modulación 64QAM. Aproximadamente, se obtiene una mejora en términos de señal a ruido mayor que 2dB para una BER menor que  $10^{-5}$ . En este caso el PTS está funcionando con 4 subbloques, lo cual hace que se perciba una mejora de BER debido a la utilización del PTS, pero no es suficiente como para percibir una diferencia entre el PTS utilizando PAPR y PTS utilizando CM.



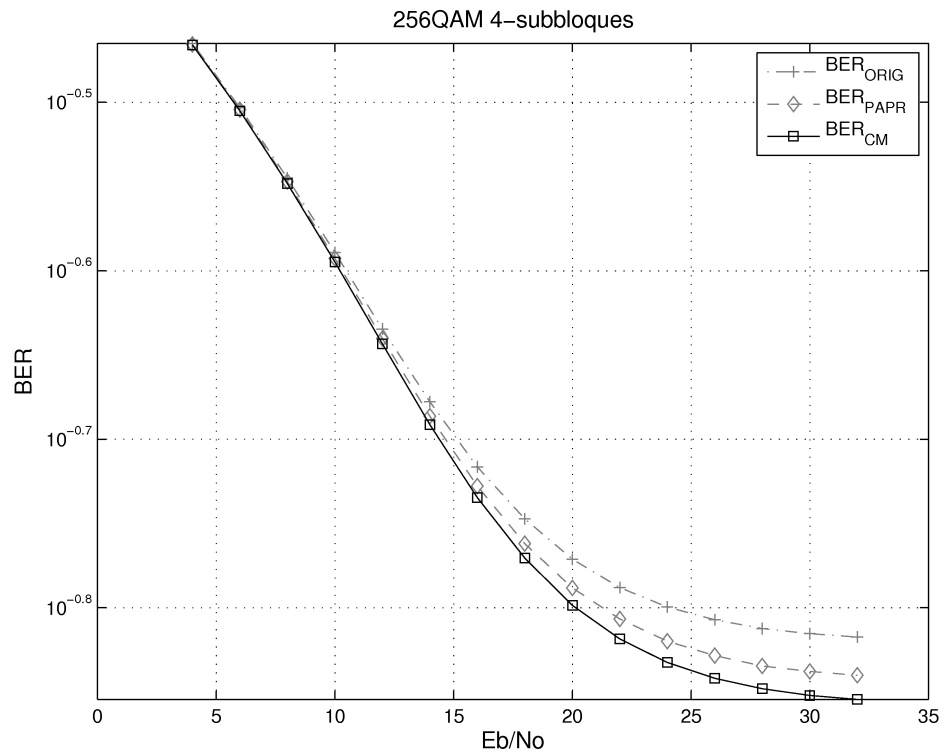
Fig.16- PTS con 4 subbloques y modulación 64QAM



Recordamos que se está modelando un amplificador de uso normal en terminales móviles con tecnología LTE, en la cual no se usa actualmente la modulación 256QAM en el enlace ascendente precisamente por el hecho que podemos observar en la gráfica superior. Debido al recorte que el amplificador utilizado en el sistema provoca en los valores de la señal, la comunicación con una modulación 256QAM es inviable. Vemos en la gráfica que con valores razonables de señal a ruido no se consiguen valores de BER por debajo de  $10^{-1}$ , impracticables según la tecnología actual.



Fig.17- PTS con 4 subbloques y modulación 256QAM

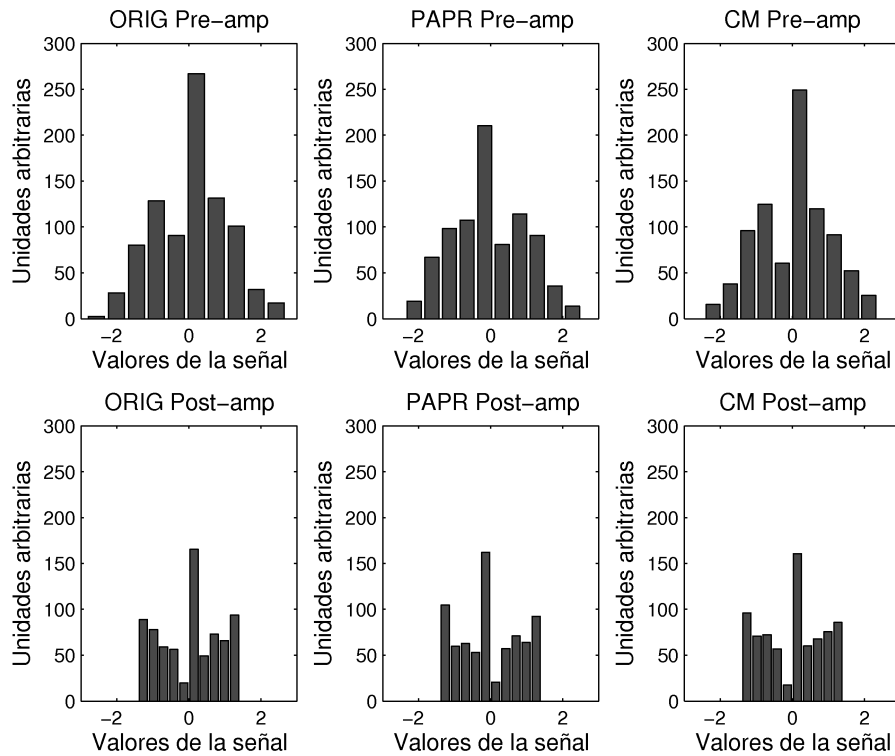


En la figura 18 podemos comprobar el recorte que provoca el amplificador en la señal a su entrada. Se pueden ver los histogramas de la señal a la entrada (Pre-amp) y a la salida (Post-amp) del amplificador cuando usamos 256QAM como modulación y 4 subbloques en la técnica de reducción PTS.



### ***Técnica de reducción PTS con 256QAM y $M=4$ subbloques***

*Fig.18- Histograma de la señal con 256QAM y  $M=4$  subbloques*



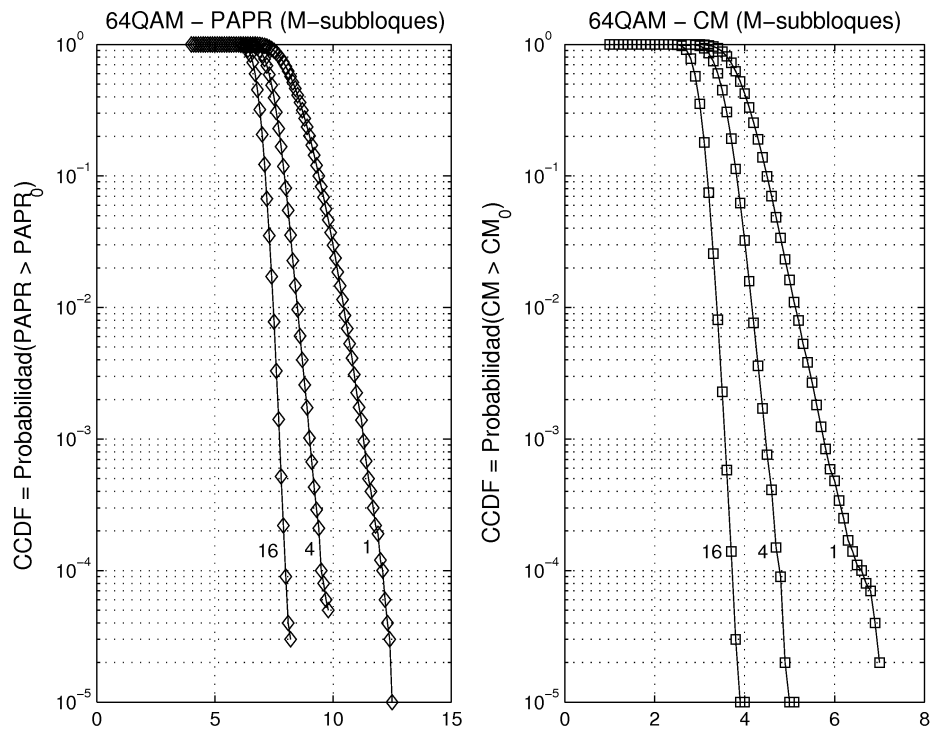
Podemos apreciar que, al tener a la entrada del amplificador valores de señal por encima del valor de saturación del amplificador (se recuerda que es de 1.4125), sucede que a la salida quedan recortados, quedando valores cercanos al de saturación. Este recorte produce tal distorsión que hace inviable la comunicación, como se puede apreciar en la gráfica donde se representa la BER.



### ***Técnica de reducción PTS. Comparación entre 4 y 16 subbloques***

En este apartado se compara la reducción del valor de los parámetros CM y PAPR al aumentar el número de subbloques en la técnica de reducción PTS.

Fig.19- CCDF del PAPR y la CM con 64QAM



Se comprueba en la figura 19 que el aumento de la cantidad de subbloques que se utilizan en PTS provocan, en una proporción similar, la disminución de ambos parámetros CM y PAPR.

Se ha comprobado que esta disminución es indiferente a la modulación que se utilice.

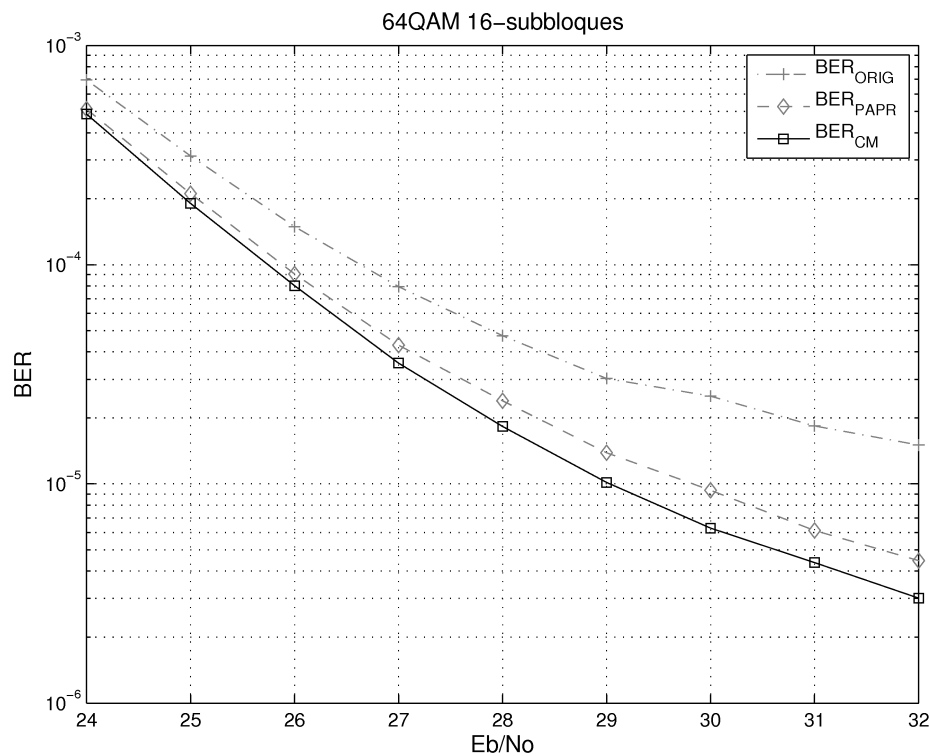




### Técnica de reducción PTS con 64QAM y $M=16$ subbloques

Pasamos a ver ahora el caso de estudio más interesante desde el punto de vista práctico. Simularemos una señal modulada con un esquema 64QAM y utilizaremos 16 subbloques en la técnica de reducción PTS.

Fig.20- BER con 64QAM y 16 subbloques



Esta gráfica representa la tasa de errores de bit para niveles de señal a ruido de entre 24 y 32 dB para tres señales distintas. La señal con peor BER, la que está en la parte superior, se obtiene sin la utilización de técnicas de reducción de las fluctuaciones de potencia. La señal justo debajo a la anterior, es la que representa a la señal que ha sido procesada mediante la técnica PTS<sup>8</sup>, optimizando los factores de

<sup>8</sup> Recordamos que en la técnica de reducción PTS simulada se permiten los siguientes factores de fase para optimizar cada subbloque:  $\pm 1$  y  $\pm j$ .



fase mediante el PAPR. Por último, la señal por debajo de las otras dos y por ende con mejor BER, es en la que se ha tenido en cuenta la CM para la optimización de los factores de fase.

Viendo la gráfica, podemos observar por ejemplo que para conseguir una BER de hasta  $10^{-4}$ , sería necesario estar en unas condiciones de nivel de señal a ruido por encima de 26.70dB, en el caso de que no se utilizara ningún parámetro para corregir la envolvente de la señal a la entrada del amplificador (señal  $BER_{\text{ORIG}}$ ).

Para el mismo requisito de BER y utilizando el PAPR como decisor a la hora de modificar la señal que entra al amplificador, necesitaríamos un valor de señal a ruido de al menos 25.92dB. Se mejoraría la exigencia de SNR en 0.78dB.

Si vemos el caso en el que se utiliza la CM para disminuir las fluctuaciones de la señal de entrada al amplificador, la mejora en términos de SNR sería de 0.88dB, ya para conseguir una BER de hasta  $10^{-4}$  se necesita un SNR de 25.82dB.

La ganancia relativa entre ambos parámetros, en términos de SNR para conseguir una BER de hasta  $10^{-4}$ , sería que el uso de la CM con la técnica de reducción PTS mejoraría 0.1dB respecto al uso del PAPR.

A medida que aumentamos la exigencia en términos de BER, mejoramos con ella la ganancia relativa en cuanto a nivel de señal a ruido que obtenemos al usar CM en vez de PAPR en el tratamiento de la envolvente de la señal a la entrada del amplificador.

Por ejemplo, para un valor de BER de hasta  $1,5 \cdot 10^{-5}$  se debe tener un nivel de señal a ruido de al menos 32dB para el caso *original*. Para los casos PAPR y CM se deberían tener valores de SNR por encima de 28.90 y 28.40dB, respectivamente. Así, se obtiene entre ellas un valor de mejora de la CM de 0.5dB respecto al PAPR.

En la última representación, para una BER de hasta  $4,5 \cdot 10^{-6}$ , la mejora relativa entre los dos parámetros sería de 31.98 dB (por usar PAPR) menos 30.93dB (por usar CM). Lo que sería un total de 1.05dB de mejora en términos de señal a ruido al utilizar el parámetro CM, respecto al PAPR, como decisor a la hora de modificar la envolvente de una señal multiportadora con elevadas fluctuaciones a la entrada de un amplificador de LTE para un terminal móvil.



Se representan los datos obtenidos en una tabla en la que se podrán tener más claras las mejoras en términos de BER que introduce el utilizar la *métrica cúbica*.

*Tabla-3. Ganancias obtenidas con PAPR y CM*

	Original [dB]	PAPR [dB]	CM [dB]	Ganancia relativa [dB]
Mínimo SNR (BER<10 <sup>-4</sup> )	26.70	25.92	25.82	0.10
Mínimo SNR (BER<1,5·10 <sup>-5</sup> )	32	28.90	28.40	0.50
Mínimo SNR (BER<4,5·10 <sup>-6</sup> )	-	31.98	39.93	1.05

Resulta interesante resaltar que, aunque no existe una gran mejora, las mejoras obtenidas se producen con la misma complejidad computacional, los mismos recursos del sistema y sin ningún coste adicional. La mejora se produce simplemente por una mejor caracterización de la distorsión del amplificador y esto se traduce en una reducción más eficiente.



## Capítulo 7

# Conclusiones

Se ha simulado un sistema de comunicaciones multiportadora con un transmisor y un receptor OFDM, con un modelo de amplificador de potencia y con una técnica de reducción de las fluctuaciones de potencia, PTS, con el objetivo de reducir la distorsión causada por el amplificador. Se ha comparado el funcionamiento del sistema en términos de BER en dos casos diferentes, cuando se usa el PAPR como métrica para la reducción de la distorsión del amplificador y cuando se usa la *métrica cúbica*.

Gracias a la simulación del sistema, se puede observar que la señal procesada en base al valor mínimo de *métrica cúbica* es en todo momento mejor que la que se procesa con el PAPR. En las simulaciones hemos conseguido mejoras en la relación señal a ruido de hasta 1dB para una misma BER.

El uso de la CM y su mejora de la BER, generaría dos posibles beneficios.

El primero consiste en reducir el rango dinámico del amplificador manteniendo las prestaciones. Dicho amplificador tendría un menor consumo de potencia lo que provocaría un ahorro considerable de batería, ya que es uno de los componentes que más consume en los terminales móviles.

Otra opción consiste en mantener el margen dinámico del amplificador y mejorar la BER, de modo que se puede aumentar el rango de cobertura que se tendría en el enlace ascendente. Si se estudiara con mayor profundidad este parámetro, quizás se podrían conseguir mejoras mayores a 1dB, lo que permitiría quizás el uso de menos estaciones base para obtener la misma cobertura.



La conclusión más importante a tener en cuenta es que, aunque no existe una gran mejora, el uso de la *métrica cúbica* no aumenta la complejidad computacional ni hace necesario aumentar los recursos del sistema. La mejora se produce simplemente por una mejor caracterización de la distorsión del amplificador y esto se traduce en una reducción más eficiente.



## Capítulo 8

# Líneas futuras de investigación

La mejora de 1dB en el margen de señal a ruido que, gracias a nuestra simulación, vemos que se puede conseguir al utilizar la CM en vez del PAPR en la caracterización de las fluctuaciones de la señal a la entrada del HPA, se ha calculado para una modulación 64QAM, con un modelo de amplificador Rapp con un IBO de 3dB, se ha utilizado una longitud de 256 para la FFT y se ha usado la técnica de reducción de los parámetros CM y PAPR denominada PTS con 16 subbloques.

Se debería seguir investigando con modulaciones de orden superior. Este tipo de modulaciones serán las que se utilicen en posteriores generaciones como LTE-A (4G real) o la tecnología 5G, debido a la gran capacidad de información que tienen respecto a modulaciones inferiores.

A medida que vaya mejorando la tecnología del almacenaje de energía en dispositivos móviles, surgirá la posibilidad de utilizar mejores y más eficientes amplificadores de potencia. Luego habrá que estudiar la posibilidad de incluir diferentes modelos de amplificador en el sistema que puedan simular sus efectos en la señal.

En relación a la energía, su mejor manejo en un dispositivo móvil favorecería el poder utilizar longitudes mayores de la transformada rápida de Fourier (FFT) y su inversa (IFFT). Estas operaciones son mucho más eficientes que la transformada Discreta de Fourier (DFT), pero el uso de por ejemplo 2048 muestras sigue siendo complicado en un terminal móvil.

El cometido de este proyecto era el de comparar los parámetros CM y PAPR. Por ello, eran prescindibles partes de un sistema completo de comunicación con la tecnología LTE como con el prefijo cíclico, la codificación de canal, el estudio del sincronismo, el offset entre portadoras o la igualación del canal. Si se quiere simular el sistema completo se han de introducir estos bloques.





## Referencias

- [1] "HSPA: Nuevos desafíos para el diseño de amplificadores de potencia en los terminales UMTS ("UE")", Departamento de Soporte de Rohde & Schwarz España, Marzo 2007.
- [2] 3GPP TR 25.814 v7.0.0 3GPP, Technical Specification Group Radio Access Network, Physical layer aspects for evolved Universal Terrestrial Radio Access (EUTRA).
- [3] Farooq Khan, "LTE for 4G Mobile Broadband. Air Interface Technologies and Performance", Cambridge University Press, 2009.
- [4] M. Lazhar Belhouichet y M. Hakim Ebdelli, "LTE Technology Performance Evaluation", en ITU/BDT Arab Regional Workshop on "4G Wireless Systems", Túnez, Enero 2010.
- [5] "White Paper. Long Term Evolution (LTE): A Technical Overview", Motorola, Inc. 2007.
- [6] "White Paper. LTE in a Nutshell: The Physical Layer", Telesystem Innovations Inc., 2010.
- [7] Stefania Sesia, Issam Toufik y Matthew Baker, "LTE – The UMTS Long Term Evolution", John Wiley & Sons Ltd., 2011.
- [8] 3GPP TSG-RAN WG1 LTE Ad hoc, TDoc R1-060144, "UE Power Management for E-UTRA", en Helsinki, Enero 2005.
- [9] WiMAX Forum.
- [10] Sassan Ahmadi, "Introduction to mobile WiMAX Radio Access Technology: PHY and MAC Architecture" en Wireless Standards and Technology Intel Corporation, Diciembre 2006.
- [11] Amitabha Ghosh y Rapeepat Ratasuk, "Essentials of LTE and LTE-A", en Cambridge University Press, 2011.
- [12] "LTE-Advanced", LG Electronics, 2010.
- [13] Gilberto Berardinelli, Troels B. Sørensen, Preben Mogensen y Kari Pajukoski,





- "Transmission over Multiple Component Carriers in LTE-A Uplink".
- [14] Erik Dahlman, Gunnar Mildh, Stefan Parkvall, Janne Peisa, Joachim Sachs y Yngve Selén, "5G radio access", en Ericsson Review, Junio 2014.
  - [15] Han Youngnam, "Presentation: 5G Forum".
  - [16] Guillermo Acosta, "OFDM Simulation Using Matlab", en Smart Antenna Research Laboratory, Agosto 2000.
  - [17] Gonzalo López, "Predistorsión Digital de un Sistema de Comunicaciones OFDM: Estudio Mediante Simulación", Proyecto Fin de Carrera, Universidad de Sevilla, Julio 2011.
  - [18] 3GPP TSG-RAN WG1, TDoc R1-051088, "Coverage comparison between UL OFDMA and SC-FDMA", Octubre 2005.
  - [19] Moray Rumney, "3GPP LTE: Introducing Single-Carrier FDMA" de Agilent Technologies, Inc., Enero 2008.
  - [20] Jim Zyren, "White Paper - Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer" de Freescale semiconductor, Julio 2007.
  - [21] Nima Soltani, "Comparison of Single-Carrier FDMA vs. OFDMA as 3GPP Long-Term Evolution Uplink", EE359 Project, Diciembre 2009.
  - [22] Teruo Kawamura, Yoshihisa Kishiyama, Kenichi Higuchi y Mamoru Sawahashi, "Comparisons of 16QAM Modulation Schemes Considering PAPR for Single-Carrier FDMA Radio Access in Evolved UTRA Uplink" en 2006 IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, de NTT DoCoMo, Inc. Japan, 2006.
  - [23] Cho Shih-Ming, "Modulation Techniques for Non-ideal Channels", Junio 1995.
  - [24] Hyung G. Myung y David J. Goodman "Single carrier FDMA: A new air interface for long term evolution", John Wiley & Sons, Ltd., 2008.
  - [25] Hyung G. Myung, Kyle Jung-Lin Pan, Robert Olesen, and Donald Grieco, "Peak Power Characteristics of Single Carrier FDMA MIMO Precoding System", Brooklyn y Melville, 2007.
  - [26] Hyung G. Myung, Junsung Lim y David J. Goodman, "Peak-To-Average Power Ratio Of Single Carrier FDMA Signals With Pulse Shaping", en The 17th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'06), 2006.
  - [27] 3GPP TR 25.814 V7.1.0, <http://www.3gpp.org>, Septiembre 2006.
  - [28] 3GPP TSG-RAN WG1, TDoc R1-060385, "Cubic Metric in 3GPP-LTE", en Denver, Febrero 2006.



- [29] 3GPP RAN WG1, TDoc R1-040642, "Comparison of PAR and Cubic Metric for Power De-rating", Montreal 2004.
- [30] 3GPP RAN WG1 LTE Adhoc, TDoc R1-060144, "UE Power Management for E-UTRA", Helsinki 2006.
- [31] Shao-xin Zhang, Jun Zhou y Hong-bo Zhu, "Cubic metric improvement of aggregated carriers for downlink transmission in LTE-advanced", en The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, 18(Issue 1), pp. 60–63, Febrero 2011.
- [32] Juraj Gazda, Peter Drotár, Dusan Kocur, Pavol Galajda Y Radovan Blich, "Joint Evaluation Of Nonlinear Distortion Effects And Signal Metrics In OFDM Based Transmission Systems" en Acta Electrotechnica et Informatica, Vol. 9, No. 4, 2009, 55–60.
- [33] Marc Deumal, "Multicarrier Communications Systems With Low Sensitivity To Nonlinear Amplification", Phd thesis, Ramon Llull University, Barcelona, 2008.
- [34] Peter Jantunen, "Modelling of Amplifier Nonlinearities I: Memoryless Models", Helsinki University of Technology, Octubre 2003.
- [35] C. Rapp, "Effects Of HPA-Nonlinearity On 4-DPSK-OFDM-Signal For Digital Sound Broadcasting System", 2nd European Conference Satellite Communications, pp. 179-184, 1991.
- [36] A.A.M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers," IEEE Trans. Communications, vol. COM-29, pp.1715-1720, Noviembre 1981.
- [37] A. Ghorbani y M. Sheikhan, "The effect of Solid State Power Amplifiers (SSPAs) Nonlinearities on MPSK and M-QAM Signal Transmission", Sixth International Conference on Digital Processing of Signals in Comm., pp. 193-197, 1991.
- [38] Ali Hasan Ali Al-Qahtani, "Analysis and Simulation of MC-CDMA System for WiMAX Technology / IEEE 802.16" Phd thesis, Faculty of Engineering King AbdulAziz University, Jeddah, Junio 2009.
- [39] Eduardo Mercadillo, "Comparación De Técnicas De Reducción De La PAPR En OFDM", Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid, Octubre 2011.
- [40] Han Seung Hee y Lee Jae Hong, "An Overview Of Peak-To-Average Power Ratio Reduction Techniques For Multicarrier Transmission", en IEEE Wireless Communications, Abril 2005.
- [41] Raúl Quijada, "Técnicas de reducción de la PAPR en modulaciones OFDM e impacto sobre amplificadores de potencia no lineales", Universitat Politècnica



de Catalunya, Julio 2008.

- [42] Cho Yong Soo, Kim Jaekwon, Yang Won Young y Kang Chung G., "MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB", John Wiley & Sons (Asia), 2010.
- [43] Leman Dewangan, Mangal Singh y Neelam Dewangan, "A Survey of PAPR Reduction Techniques in LTE-OFDM System", en International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE), ISSN: 2277-3878, Volume-1, Issue-5, Noviembre 2012.
- [44] José García, "Aportaciones a nuevos estándares de Televisión Digital", Proyecto fin de Máster, Departamento de Ingeniería Electrónica Universidad de Sevilla, Junio 2011.
- [45] Neelam Dewangan, "Improved SLM Technique using Reiman matrix for PAPR Reduction of LTE-OFDM Networks" en International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA), ISSN: 2248-9622, Vol. 2, Issue 4, pp.255-257, Julio-Agosto 2012.
- [46] Pallavi Chandake y Dr. S.V.Sankpal, "Reduction of Cubic Metric and Block Error Rate in OFDM system using Network Coding with Selective Mapping", en International Journal of Application or Innovation in Engineering & Management (IJAIEM), Volume 2, Issue 11, Noviembre 2013.
- [47] Ibrahim Abdullah, Sajib Kumar Kundu, Shamim Hossain y Zulfikar Mahmud, "Reducing PAPR of OFDM Using PTS Techniques for Different Number of Sub-blocks" en Compusoft, Bangladesh, Enero 2013.
- [48] Mukunthan Pandurangan y Dananjayan Perumal, "Modified PTS with FECs for PAPR Reduction in MIMO- OFDM System with Different Subblocks and Subcarriers", en International Journal of Computer Science Issues (IJCSI), Vol. 8, Issue 4, No 2, Julio 2011.
- [49] E. Al-Dalakta, A. Al-Dweik y C. Tsimenidis, "Efficient BER Reduction Technique for Nonlinear OFDM Transmission Using Distortion Prediction", en IEEE Transactions On Vehicular Technology, Vol. 61, No. 5, Junio 2012.
- [50] S. Jayalath, "SLM and PTS Peak-Power Reduction of OFDM Signals Without Side Information", IEEE Transactions On Wireless Communications, Vol. 4, No. 5, Septiembre 2005.
- [51] <http://www.europapress.es/portaltic/sector/noticia-samsung-trabaja-conexion-inalambrica-5g-velocidades-gbps-20130513093940.html>
- [52] <http://www.ericsson.com/news/1810070>





# Apéndice

## Acrónimos

ACLR (Adjacent Channel Leakage Ratio): Relación de Potencia de Fuga por Canal Adyacente

AMPS (Advanced Mobile Phone System): Sistema Avanzado de Telefonía Móvil

BER (Bit Error Rate): Tasa de Error de Bit

CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function): Función de Distribución Acumulativa Complementaria

CF (Clipping and Filtering): Recorte y Filtrado

CM (Cubic Metric): Métrica Cúbica

CP (Cyclic Prefix): Prefijo Cíclico

EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution): Tasa de Datos Mejorada para la evolución de GSM

EGPRS (Enhanced GPRS): GPRS Mejorado

FDD (Frequency-Division Duplexing): Duplex por División de Frecuencia

FFT (Fast Fourier Transform): Transformada Rápida de Fourier

FHMA (Frequency-Hopping Multiple Access): Acceso Múltiple por Saltos de Frecuencia

GPRS (General Packet Radio Service): Servicio General de Paquetes vía Radio



GSM (Global System for Mobile communications): Sistema Global para Comunicaciones Móviles

HPA (High Power Amplifier): Amplificador de Alta Potencia

HSDPA (High-Speed Downlink Packet Access): HSPA en el enlace Descendente

HSPA (High-Speed Packet Access): Acceso de Alta Velocidad para Acceso a Paquetes

HSUPA (High-Speed Uplink Packet Access): HSPA en el enlace Ascendente

IBO (Input Back-Off): Reducción de Potencia de Entrada

IFFT (Inverse Fast Fourier Transform): Inversa de la Transformada Rápida de Fourier

IMTS (Improved MTS): MTS mejorado

ISI (Inter-Symbols Interference): Interferencia entre Símbolos

ITU (International Telecommunication Union): Unión Internacional de las Telecomunicaciones

LTE (Long-Term Evolution): Evolución a Largo Plazo

MC-HSPA (Multi-Carrier HSPA): HSPA multiportadora

MIMO (Multiple-Input Multiple-Output): Múltiples-Entradas Múltiples-Salidas

MTS (Mobile Telephone System): Sistema de Telefonía Móvil

NMT (Nordisk MobilTelefoni): Telefonía Móvil Nórdica

OBO (Output Back-Off): Reducción de Potencia de Salida

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex): Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales

OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplex Access): Acceso Múltiple por División de Frecuencias Ortogonales

PA (Power Amplifier): Amplificador de Potencia

PAPR (Peak-to-Average Power Ratio): Relación del valor de Pico al valor Medio de Potencia



PDF (Probability Density Function): Función Densidad de Probabilidad (Histograma)

PSK (Phase Shift Keying): Modulación por Desplazamiento de Fase

PTS (Partial Transmit Sequence): Transmisión Parcial de Secuencias

PTT (Push-To-Talk): Conversación tipo walkie-talkie

QAM (Quadrature Amplitude Modulation): Modulación por Amplitud en Cuadratura

QPSK (Quadrature PSK): PSK en Cuadratura

RF (Radio Frequency): Radiofrecuencia

SDMA (Space Division Multiple Access): Acceso Múltiple por División del Espacio

SLM (SeLective Mapping): Mapeado Selectivo

SMS (Short Message Service): Servicio de Mensajería Corta

SSPA (Solid State Power Amplifier): Amplificador de Potencia de Estado Sólido

TDD (Time-Division Duplexing): Duplex por División de Tiempo

TDMA (Time Division Multiple Access): Acceso Múltiple por División del Tiempo

TI (Tone Injection): Inyección de Tonos

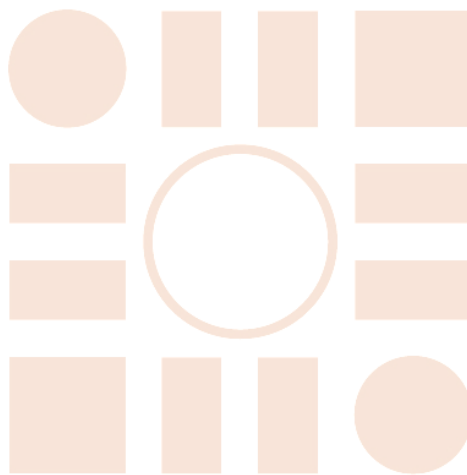
TR (Tone Reservation): Reserva de Tonos

TWTA (Traveling Wave Tube Amplifier): Amplificador por Tubo de Onda Progresiva

UMTS (Universal Mobile Telecommunications System): Sistema de Telecomunicaciones Móvil Universal

WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access): Acceso Múltiple por División de Código de Banda Ancha

Universidad de Alcalá  
Escuela Politécnica Superior



ESCUELA POLITECNICA  
SUPERIOR



Universidad  
de Alcalá